三相与单相
异步电机

陕西科学技术出版社

三相与单相

异 步 电 机

汪国樑
何秀伟 沈官秋 编著

陕西科学技术出版社出版
（西安北大街131号）
陕西省新华书店发行　　国营五二三厂印刷
开本 787×109　1/32　印张 15.125　字数 321,000
1981年1月第1版　　1981年1月第1次印刷
印数 1—15,000
统一书号：15202·18　　定价：1.32元

内 容 简 介

本书主要讲述三相和单相异步电机的基本原理、绕组、电势、磁势和磁路等基础知识，从理论上对三相和单相异步电机的运行特性、起动、调速以及电磁噪声和振动等进行了分析。第一篇以三相异步电动机为重点，对其他运行状态也做了简单的介绍，还讲述了三相异步电动机的使用、维护以及修理中的简单计算。第二篇介绍了常用的单相异步电动机，如电容起动和电阻起动电动机、电容运转电动机、罩极电动机等，还讲述了单相异步电动机的正弦绕组和三相异步电动机的单相运行。

本书适于高等院校和中等技术学校电类专业师生的教学参考，并可供工矿企业电工和有关工程技术人员需要从理论上加深对异步电机了解的读者阅读。

编 者 的 话

1972年我校编的“电机修理”一书出版后（由陕西人民出版社出版），读者纷纷来信，希望从理论上加深对电机的了解。1976年我校又编了“异步电机”一书（由人民教育出版社出版）；书中主要介绍了三相异步电动机的原理、运行性能及简单计算等方面的知识。这次出版的“三相及单相异步电动机”是在原“异步电机”一书的基础上修订而成的。修订时根据广大读者的要求，作了下面三点更动：（1）对三相异步电机的内容作了适当的调整和增补；（2）比较系统地介绍了单相异步电动机的原理及性能；(3)增加了异步电机的电磁振动和噪声的内容。在编写方法上，尽可能做到由浅入深、通俗易懂、便于自学。

本书适于高等院校和中等技术学校电类专业师生的教学参考，并可供工矿企业电工和有关工程技术人员需要从理论上加深对异步电机了解的读者阅读。

本书2至4章和附录Ⅰ、Ⅱ由何秀伟同志编写；1章，5至9章和附录Ⅲ由沈官秋同志编写；10至13章和附录Ⅳ由汪国樑同志编写；周建枢同志参加了附录Ⅰ的撰稿；邱元仁同志参加了第2章的撰稿。西安交大电机教研室的许多同志为编写本书给予了多方面的帮助。本书还得到西安电机厂和西安市建二公司设备队等单位的大力支持，谨此表示感谢！

由于我们的水平有限，书中缺点和错误在所难免，请广大读者提出批评和指正。

1979年12月

目　录

第一篇　三相异步电机

第一章　异步电机的结构及基本工作原理 ……1

§1-1　异步电机的用途和特点 ……1

§1-2　三相异步电动机为什么会旋转 ……2

§1-3　异步电动机的结构 ……8

§1-4　异步电动机的铭牌和系列 ……14

小　结 ……21

第二章　异步电动机的绕组和电势 ……22

§2-1　与绕组有关的几个基本概念 ……22

§2-2　三相单层绕组 ……24

§2-3　三相双层迭绕组 ……37

§2-4　绕组的感应电势 ……43

§2-5　利用电势星形图分析绕组的安排及连接规律 ……57

§2-6　鼠笼式转子绕组 ……61

小　结 ……64

第三章　异步电动机的磁势、磁路与修理中的简易计算 ……66

§3-1　单相绕组的磁势 ……66

§3-2　三相基波旋转磁势 ……81

§3-3　三相绕组的谐波磁势 ……87

§3-4　异步电机中的主磁通、漏磁通及漏电抗 ……91

§3-5　异步电动机的磁路及激磁电流的简略计算 ……95

§3-6 异步电动机修理中的简易计算……103
小 结 ……117
第四章 异步电动机的运行分析 ……119
§4-1 异步电动机的电势平衡方程式……120
§4-2 异步电动机的磁势平衡规律……124
§4-3 异步电动机的等效电路及其简化……127
§4-4 异步电动机的功率及转矩平衡关系……135
§4-5 异步电动机的电磁转矩和机械特性……143
§4-6 异步电动机工作特性的分析……153
小 结 ……160
第五章 异步电机的其它运行方式……162
§5-1 异步电机的制动运行状态……162
§5-2 异步发电机……168
§5-3 感应调压器……173
小 结 ……175
第六章 异步电动机的起动 ……176
§6-1 概述……176
§6-2 鼠笼式异步电动机的起动方法……177
§6-3 绕线式异步电动机的起动……187
§6-4 深槽及双鼠笼电动机……190
§6-5 异步电机的附加转矩……194
小 结 ……204
第七章 异步电动机的调速 ……206
§7-1 变极调速……207
§7-2 变频调速……221
§7-3 改变转子电阻调节电动机的转速……223
§7-4 在转子回路接入附加电势调速（串级调速）……224
小 结 ……226

第八章　异步电动机的圆图 ……228
§8-1　R、L串联电路的电流圆图……228
§8-2　异步电动机的简化圆图……229
§8-3　异步电动机圆图的作法……231
§8-4　从圆图上求取异步电动机的工作特性……234
§8-5　较准确圆图及其物理解析……243
小　结 ……248
第九章　异步电动机的使用和维护……250
§9-1　异步电动机使用前的检查……250
§9-2　异步电动机运行中的温升……251
§9-3　异步电动机运行中的故障原因……256
§9-4　异步电动机运行中的控制和保护……262
§9-5　异步电动机的定期检查维护……277
小　结 ……278

第二篇　单相异步电动机

第十章　单相异步电动机的工作原理、类型与结构……280
§10-1　单相绕组磁势的性质 ……280
§10-2　单相异步电动机的工作原理与性能 ……285
§10-3　转子绕组对负序磁场的阻尼作用 ……289
§10-4　两相绕组的磁势 ……291
§10-5　单相异步电动机的类型 ……294
§10-6　单相异步电动机的容量等级与结构简介 ……303
小　结 ……308
第十一章　单相电容运转异步电动机 ……310
§11-1　绕组折算 ……311
§11-2　对称分量法 ……313

§11-3 单相电容运转异步电动机的等效电路 ……315
§11-4 单相电容运转异步电动机的电流和转矩 ……321
§11-5 单相异步电动机的损耗计算 ……326
§11-6 产生圆形旋转磁场的条件 ……330
小 结 ……332
第十二章 单相电容起动及单相电阻起动异步电动机 ……334
§12-1 等效电路 ……334
§12-2 工作特性计算 ……338
§12-3 起动电流与起动转矩 ……341
§12-4 单相电容起动异步电动机中起动电容的决定 …346
§12-5 单相电阻起动异步电动机中副绕组电阻的决定 357
§12-6 单相电阻起动、单相电容起动及单相电容运转异步电动机的性能对比 ……363
§12-7 三相异步电动机在单相电源下工作 ……367
小 结 ……372
第十三章 附加转矩与正弦绕组 ……374
§13-1 单相电机中的谐波磁势 ……374
§13-2 同步附加转矩的产生 ……379
§13-3 产生同步附加转矩谐波次数的确定 ……382
§13-4 正弦绕组 ……386
§13-5 转子斜槽 ……391
§13-6 正弦绕组的绕组系数计算 ……394
小 结 ……396
附录Ⅰ 复数、矢量和相量 ……400
附录Ⅱ 磁场及磁路 ……417
附录Ⅲ 异步电机的电磁振动和噪声 ……434
附录Ⅳ 单相异步电动机的技术数据 ……450

表-1 JX 系列单相电容运转异步电动机技术数据 ……450
表-2 JX 系列单相电容运转异步电动机绕组排列方法 ……452
表-3 JY 系列单相电容起动异步电动机技术数据 ……454
表-4 JZ 系列单相电阻起动异步电动机技术数据 ……456
表-5 BO 系列单相电阻起动异步电动机技术数据……458
表-6 CO 系列单相电容起动异步电动机技术数据……460
表-7 DO 系列单相电容运转异步电动机技术数据……462
表-8 正弦绕组分布和谐波强度 ……464

第一篇　三相异步电机

第一章　异步电机的结构及基本工作原理

§1-1　异步电机的用途和特点

异步电机也叫感应电机，它主要作为电动机用。异步电动机是现代化生产中应用最广泛的一种动力机械。例如，在工业方面，它被广泛地用于拖动各种机床、桥式起重机、水泵等设备也大多用异步电动机带动；在农业方面，它被用于拖动排灌机械、脱粒机和各种农副产品加工机械；在人民日常生活和医疗机械中异步电动机的应用也日益增多。

异步电动机所以能得到这样广泛的应用，是由于它比其他各种电动机有很多显著的优点。例如，鼠笼式异步电动机，结构简单，制造容易，运行可靠，维护方便，而且效率高、重量轻、价格低；与同容量、同转速的直流电动机相比，重量约为直流电动机的一半，价格仅为直流电动机的三分之一。但是，异步电动机也存在某些缺点，比较突出的缺点是调速性能差和功率因数低。因此，在调速性能要求比较高的场合，特别是在要求较宽的范围内实现平滑调速的场合，就不得不采用直流电动机；在单机容量较大，并且需要恒速运行时，则常常采用同步电动机，以改善电网的功率因数。

异步电机除作为电动机使用外，还可以作为发电机使用，但工作性能较差。因此，异步发电机仅用于要求不高的山区农村小型电站中。

§1-2　三相异步电动机为什么会旋转

如果把一台三相异步电动机的定子绕组接到三相交流电源上，我们看到，电动机的转子就很快地转动起来，并且还能带动生产机械做功，例如带动机床加工机器的零件或带动水泵抽水。

电动机为什么会转动呢？为了说明这个问题，首先分析下面的实验。

一、载流导体在旋转磁场的作用下会受到电磁力

图 1-1（*a*）是一个简单的实验装置，其中有一个可用手柄转动的两极永久磁铁。在永久磁铁中间的是转子。沿转子的圆周均匀地分布着很多根细的导条，导条的两端分别用两个铜环把它们联接起来成为一个整体。

现在我们转动手柄使永久磁铁旋转，就会发现磁铁中间的转子也会跟着磁铁旋转。为了说明这个道理我们要用到物理和电工基础中学过的基本知识。

1．当磁场相对导体运动时，就会在导体中感应出电势①$e=Blv$，其中 l——导体处在磁场中的长度，B——导体切

① 电机学中所说的“电势”，即“电动势”。后面所说的“感应电势”，即“感生电动势”（也叫“应电动势”）。

割到的磁通密度，v——导体与磁场的相对速度。导体中感应电势的方向应根据发电机的右手定则确定。图 1-1 (b) 所示为图 1-1 (a) 的轴向视图，先假设转子不动，当永久磁铁顺时针方向旋转时，则转子导体相对磁场是反时针方向运动。根据右手定则，转子上半部导体中的电势方向都是垂直纸面出来，用⊙表示，下半部导体中的电势方向都是垂直进入纸面，用⊕表示。由于转子导条都是互相接通的，所以导体中一有电势就会有电流流通。假如我们不考虑导体中电势与电流的相位差，那么电流的方向就与电势的方向相同。

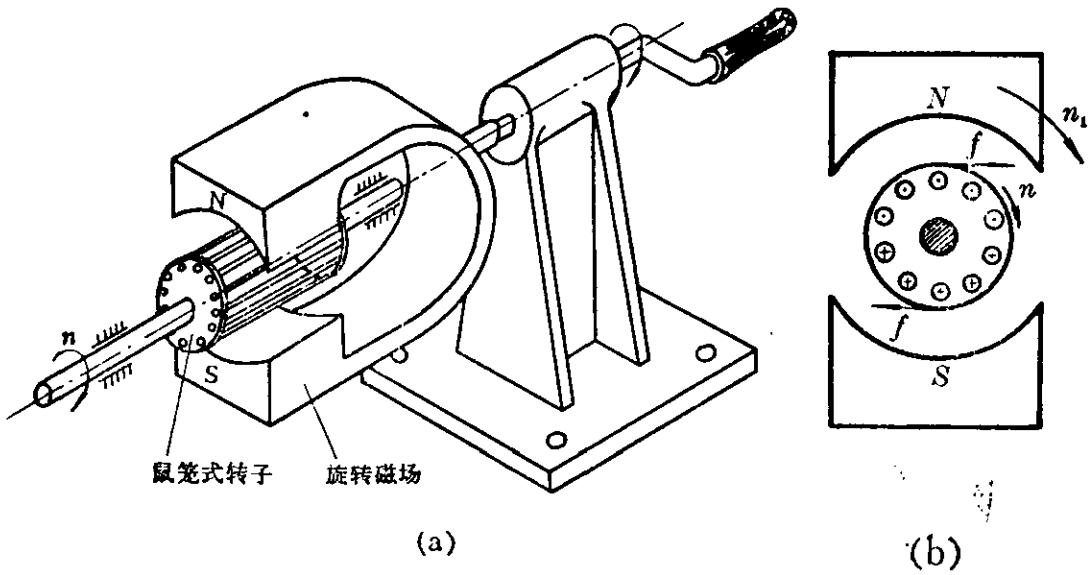


图 1-1

2．我们从物理和电工基础中还知道，载流导体在磁场中会受到电磁力的作用。这个力的大小可用公式 $f = Bli$ 来计算，式中 i 是导体中的电流。而导体所受电磁力的方向则由左手定则来确定。从图 1-1 (b) 可以看出，转子上半部各导条都受到了向右的力，转子下半部各导条都受到了向左的力，因此转子就会跟着磁铁顺时针方向转动。

从上面的分析中可以清楚地看到：当一个磁场在空间旋转时，处在磁场中的转子就会跟着它同方向地旋转。

三相异步电动机在接通三相电源后能够旋转也是这个道理。但是，在三相异步电动机中旋转磁场不是由旋转的永久磁铁产生，而是在对称的三相绕组中通入对称的三相电流所产生的。下面我们来分析它是怎样产生旋转磁场的。

二、在三相对称绕组中流过对称的三相电流会产生旋转磁场

我们以图 1-3 所示的两极异步电动机为例，说明三相绕组产生旋转磁场的情况。三相定子绕组由 A-X，B-Y，C-Z 三个线圈组成，它们在空间彼此相隔120°。当定子三相线圈接至三相电源后，定子绕组中就有一个对称的三相电流流过：

$$i_a = I_m \cos \omega t$$

$$i_b = I_m \cos(\omega t - 120°)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t - 240°)$$

各相电流随时间而变化的曲线如图 1-2 所示。当 $\omega t = 0$

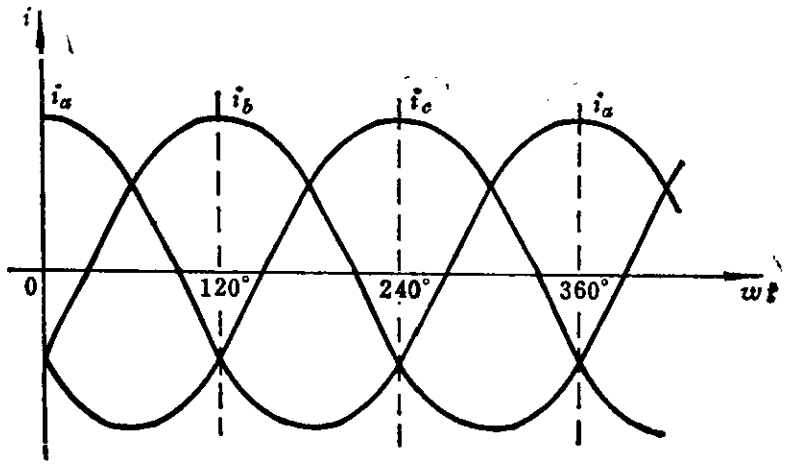
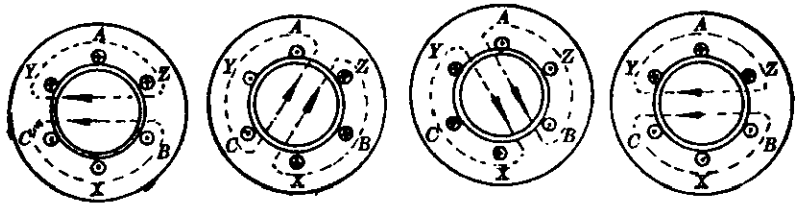


图 1-2

时，$i_a=I_m$，$i_b=i_c=-\frac{1}{2}I_m$。假如我们规定，电流为正时，电流从每相线圈的始端（即 A、B、C）流入，而从每相线圈的尾端（X、Y、Z）流出；电流为负时则方向相反，从线圈的始端流出而从线圈的尾端流入。以 $\omega t=0$ 这一瞬间为例，此时 $i_a=I_m$，电流从A流入，以⊕表示，而从 X 流出，以⊙表示；$i_b=i_c=-\frac{1}{2}I_m$，都是负的，所以电流分别从 B 及C 流出(以⊙表示)，而从 Y 及 Z 流入(以⊕表示)，如图 1-3(a)所示。由图可见上半部导体中的电流都是流入纸面，下半部导体中的电流都是流出纸面。根据右手螺旋定则可知，三相线圈中电流产生的磁场方向是从右向左。用同样的方法可以画出 $\omega t=120°$、240°、360° 时的电流及磁通的方向，分别如图 1-3(b)、(c)及(d)所示。



(a)　(b)　(c)　(d)

(a) $\omega t=0$　$i_a=I_m$　$i_b=i_c=-\frac{1}{2}I_m$

(b) $\omega t=120°$　$i_b=I_m$　$i_a=i_c=-\frac{1}{2}I_m$

(c) $\omega t=240°$　$i_c=I_m$　$i_a=i_b=-\frac{1}{2}I_m$

(d) $\omega t=360°$　$i_a=I_m$　$i_b=i_c=-\frac{1}{2}I_m$

图　1-3

比较图1-3 中的(a)、(b)、(c)、(d)，可以看出，每当 ωt 变化了 120°，磁场的方向就顺时针方向转过 120°；当ωt 变化360°，即变化了一个周期，磁场方向也就重新转回到从

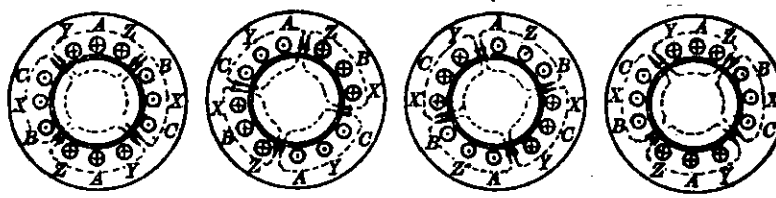
右向左。这说明在两极电机中，电流变化一个周期，旋转磁场在空间也正好转一周，即360°；电流每秒钟变化 f 周，则旋转磁场每秒钟在空间旋转 f 转。现在我国交流电的频率 $f=50$周/秒，所以两极异步电机产生的旋转磁场的转速

$$n_1 = f = 50(\text{转/秒})$$

或

$$n_1 = 60f = 3000(\text{转/分})$$

如果我们把三相绕组安排成图 1-4 所示，从图1-4(a)中画出的$\omega t=0$，$i_a=I_m$，$i_b=i_c=-\frac{1}{2}I_m$时的电流和磁通的分布情况，可以看出它是一个 4 极磁通。当 ωt 每经过 120°，从图 1-4 中可以看到磁场相应地在空间顺时针方向转过 60°。电流变化了一个周期(即 ωt 经过 360°)，磁场便在空间旋转了半周。对于频率 $f=50$周/秒的电源，4 极电机旋转磁场的转速 $n_1=\frac{f}{2}=25$ 转/秒，或 $n_1=\frac{60f}{2}=1500$ 转/分，它是两极旋转磁场转速的一半。



(a) (b) (c) (d)

(a) $\omega t=0$　(b) $\omega t=120°$　(c) $\omega t=240°$　(d) $\omega t=360°$

图 1-4

只要适当地安排绕组，可以得到 3 对极，4 对极或 p 对极的旋转磁场。按照前面作图的方法，同样可以求得它们的转速，3 对极时 $n_1=\frac{60f}{3}=1000$ 转/分；4 对极时 $n_1=\frac{60f}{4}$

=750 转/分……当电机为 p 对极时，旋转磁场的转速

$$n_1 = \frac{60f}{p}(\text{转/分}) \qquad (1\text{-}1)$$

从上面的分析我们知道了异步电动机的基本作用原理：在异步电动机的三相绕组中通入三相对称电流会产生旋转磁场，旋转磁场切割转子导条，便在导条中感应出电势和电流，磁场和电流相互作用就产生电磁力使电机转动起来。根据工农业生产的需要，可以把绕组联成 2 极、4 极或其它的极数，使旋转磁场有各种不同的转速，以获得不同转速的电动机。

三、异步电动机转子的转速

异步电动机转子的转速是多少，是不是与旋转磁场的转速相同呢？

从前面的分析知道，异步电动机的转子所以能够转动，是由于旋转磁场对转子有相对运动，在转子导条中感应出电势和电流才能产生电磁力。假如电动机转子的转速 n 等于旋转磁场的转速 n_1，那么磁场与导条之间便没有相对运动，因而不可能在导条中感应出电势和电流，也不会产生电磁力来拖动机械负载而转动，所以异步电动机转子的转速总是略小于旋转磁场的转速 n_1。例如4极、4千瓦异步电动机的 $n_1 = 1500$ 转/分，在额定负载时它的转子转速约在 1440 转/分左右。一般，我们称旋转磁场的转速 n_1 为同步转速。异步电动机的转速 n 总是略小于同步转速 n_1。正因为 n 总不同于 n_1，这种电动机才称为异步电动机。n_1 和 n 之差称为转差，转差与 n_1 之比叫做转差率 s，即 $s = \frac{n_1 - n}{n_1}$。

当电动机的负载变化时，转差率 s 也将随着变化．使电动机转子导体中的电势、电流和电磁转矩都发生变化，以适应负载的需要。由公式 1-1 可知，异步电动机的旋转磁场的转速 n_1 是由电网频率 f 和电动机的极的对数 p 决定的，对一台电动机来说，当电网频率 f 和极对数 p 一定时，n_1 是不变的，但是，电动机的转子转速 n 是随负载的变动而变化的。通常异步电动机的空载转差率约在 0.5% 以下，额定负载时转差率约在2～5%。

§1-3　异步电动机的结构

异步电动机的结构主要分为以下两个部分：静止部分——定子；转动部分——转子。定子与转子之间有一个很小的间隙，称为气隙。图 1-5 为常见的一种异步电动机——封闭式鼠笼型三相感应电动机的主要部件图。下面简要地介绍异步电动机各主要部件的结构及作用。

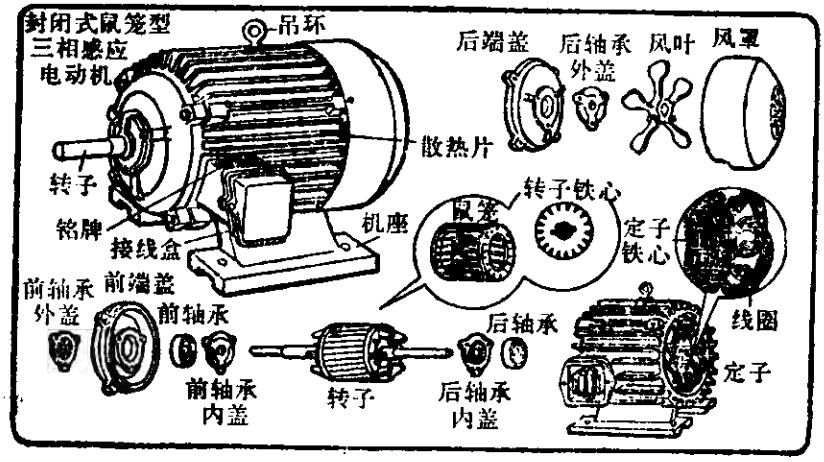


图　1-5

一、定子

从上一节已知，在异步电动机的三相定子绕组中通过电流时会产生旋转磁场，旋转磁场在转子绕组中感应出电势及电流，磁场与转子电流相互作用而产生电磁转矩。所以在异步电动机定子中必须包含有：通过电流的电路部分——绕组，使磁通能顺畅地通过的磁路部分——铁心，以及固定和支撑定子铁心的机座三个部分。

定子铁心是电动机磁路的一部分，由于异步电动机中产生的是旋转磁场，它相对定子以同步转速旋转，因此定子铁心中磁通的大小及方向都是变化的。为了减少磁场在定子铁心中引起的涡流损耗和磁滞损耗，定子铁心由 0.5 毫米厚的硅钢片迭成。对于容量较大的电动机(10千瓦以上)，在硅钢片两面涂以绝缘漆，作为片间绝缘之用。定子硅钢片迭装压紧之后，成为一个整体的铁心，固定于机座内。对于中型或大型的异步电动机，为了使铁心中的热量能更有效地散发出去，在铁心中设有径向通风沟——风道，这时铁心沿长度方向被分成数段，每段铁心长约40—60毫米。两段铁心之间的径向通风沟宽约 10 毫米，如图 1-6 所示。对于小型异步电动机，由于铁心长度较短，散热较容易，因此不需要径向通风沟。

在定子铁心内圆均匀地分布着许多形状相同的槽，用以嵌放定子绕组。槽的形状由电机的容量，电压及绕组的型式决定。异步电动机常用的定子槽形如图 1-7 所示。容量在 100 千瓦以下的小型异步电动机都采用图1-7(*a*)

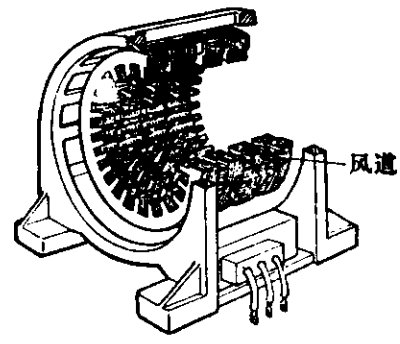


图 1-6

所示的半闭口槽，槽口的宽度小于槽宽的一半，定子绕组由高强度漆包圆铝线或圆铜线绕成，经过槽口分散嵌入槽内。在线圈与铁心间衬以聚脂薄膜青壳纸作为槽绝缘。半闭口槽的优点是槽口较小，可以减小气隙磁场脉振，使产生旋转磁场的激磁电流和磁场脉振引起的杂散损耗均相应减小。其缺点是嵌线较不方便。

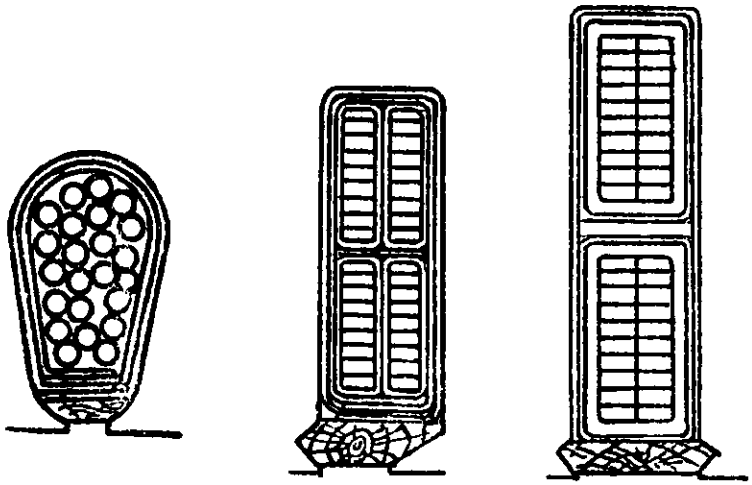


图 1-7

电压在500伏以下的中型异步电动机，通常都用图1-7(*b*)所示的半开口槽。半开口槽的槽口宽度稍大于槽宽的一半。这时绕组用高强度漆包扁铝线或扁铜线，或用玻璃丝包扁铜线绕成。线圈沿槽内宽度方向布置成双排。

对于高电压的中型或大型异步电动机都用开口槽，如图1-7(*c*)，槽口的宽度等于槽宽，下线较方便。

近年来为了实现自动化嵌线，中小型异步电动机有的也采用开口槽，并采用磁性槽楔（由合成树脂与铁粉或铁丝等材料制成），以补偿槽口增大后对磁场脉振的影响，使其仍达到半闭口槽的效果。

定子绕组是由线圈按一定的规律嵌入定子槽中，并按一定的方式联接起来的。根据定子绕组在槽中的布置情况，可分为单层及双层绕组。容量较大的异步电动机都采用双层绕组。双层绕组在每槽内的导线分为上下两层，如图1-7(*b*)及(*c*) 所示，上层及下层线圈之间需要用层间绝缘隔开。双层绕组的端部连接形状如图1-8。对于小容量异步电动机(10千瓦以下) 常采用单层绕组，这时每槽中只有一层导线，如图1-7(*a*)所示。至于绕组的连接方法将在第二章详细介绍。

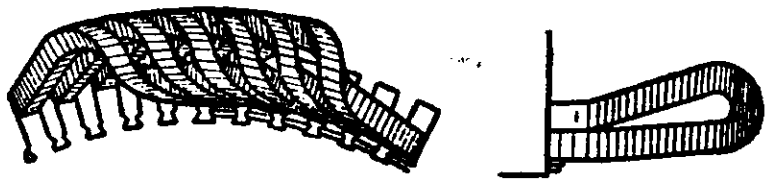


图 1-8

机座的作用主要是固定和支撑定子铁心。中小型异步电动机一般都采用铸铁机座，并根据不同的冷却方式而采用不同的机座型式。例如小型封闭式电动机，电机中损耗变成的热量全都要通过机座散出，为了加强散热能力，在机座的外表面均匀分布有很多散热片，以增大散热面积。

对于大容量的异步电动机，一般采用钢板焊接的机座。

二、气隙

定子铁心与转子铁心间的气隙是很小的，在中小型异步电动机中，气隙 δ 一般为0.2—1毫米。气隙取得小的原因是因为空气的磁阻比铁大得多。气隙愈大，磁阻愈大，要产生同样大小的旋转磁场，需要的激磁电流也愈大。激磁电流是无功电流，激磁电流大将使电机的功率因数 $\cos\varphi$ 降低。为

了减小激磁电流，气隙应尽可能地小。但是气隙太小，会使装配困难和运转时不安全。所以异步电机中气隙的最小值是由制造工艺以及运转安全可靠等因素决定的。

三、转子

转子是电动机的旋转部分，电动机的工作转矩就是从转子轴输出的。异步电动机的转子是由转子铁心、轴和转子绕组等组成。转子铁心一般用0.5毫米厚的硅钢片迭成，转子硅钢片的外圆上冲有嵌放线圈的槽。转子轴由中碳钢制成，两端的轴颈与轴承相配合，一般支撑在端盖上，轴的伸出端铣有键槽用以固定皮带轮或联轴器与被拖动的机械相联。根据转子绕组的型式，可分为鼠笼型转子和绕线型转子两大类。

1．鼠笼型转子　鼠笼型转子的铁心上均匀地分布着槽，每个槽中都有一根导条，在伸出铁心两端的槽口处，用两个端环分别把所有导条的两端都连接起来。如果去掉铁心，整个绕组的外形好象一个“鼠笼”，如图1-9所示。导条与端环的材料可以用铜或铝。当用铜时，铜导条与端环之间须用铜焊或银焊的方法把它们焊接起来。中小容量的鼠笼型电机一般

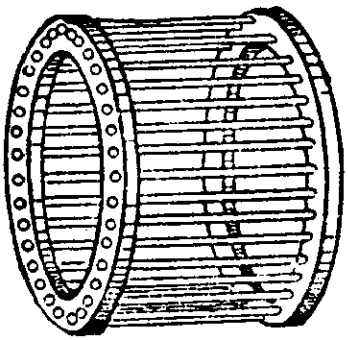


图　1-9

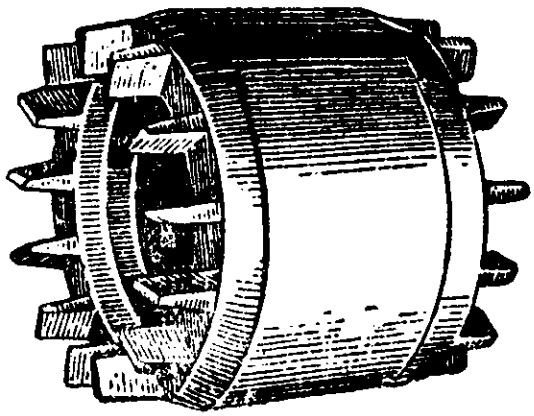
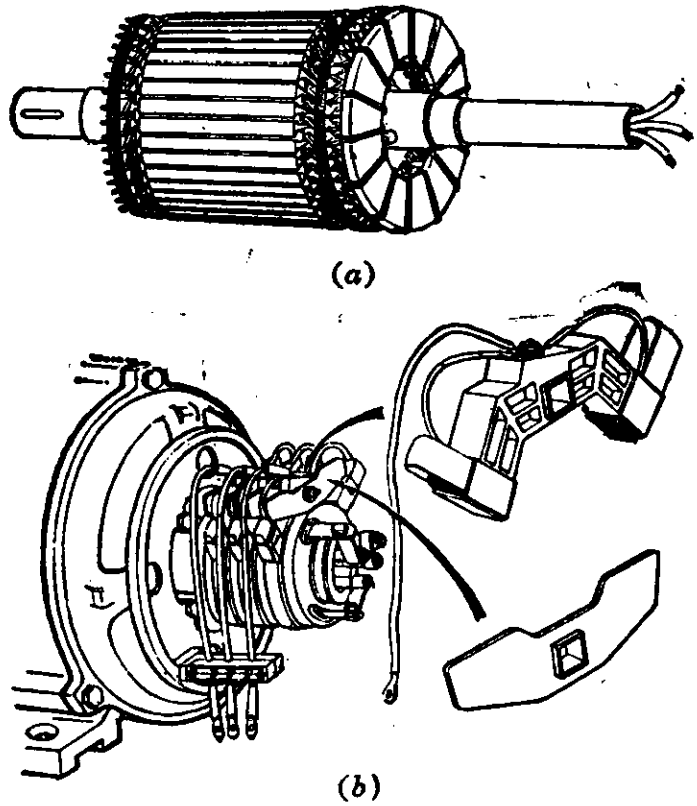


图　1-10

多采用铸铝转子，因为我国铝的资源比铜要丰富得多，价格也较便宜，并且铸铝的劳动生产率高。铸铝转子的导条、端环及风叶可以一起铸出，如图 1-10 所示。

2．绕线型转子　绕线型转子的绕组和定子绕组相似，是用绝缘的导线连接成三相对称绕组，然后接到转子轴上的三个集电环（或称滑环），再通过电刷把电流引出来，如图 1-11 所示。



(a)未装滑环的绕线转子　　(b)转轴上的滑环和电刷

图　1-11

绕线型转子的特点是可以通过集电环和电刷在转子回路中接入附加电阻，用以改善电动机的起动性能（使起动转矩增大，起动电流减小），或调节电动机的转速。有的绕线式异步电动机还装有一种提刷短路装置，当电动机起动完毕而又

不需调节速度时，可移动手柄，使电刷被提起而与集电环脱离，同时使三只集电环彼此短接起来，这样可减小电刷与集电环间的机械损耗和磨损，提高运行的可靠性。

鼠笼型转子的优点是结构简单，制造方便，价格低廉而又坚固耐用，但它的起动及调节转速的性能不如绕线型转子。在要求起动电流小、起动转矩大，或需要调节转速的场合，就应考虑采用绕线型异步电动机。

§1-4 异步电动机的铭牌和系列

每台电机的外壳上都有一块铭牌，铭牌上标记着电机在正常运行时的条件和有关技术数据，这些技术数据就是电机的额定数据。在选用、安装、维修电动机时，都要以这些额定数据为依据。下面是一台异步电动机的铭牌实例。

三相异步电动机

型号 JO2-42-4	功率 5.5 千瓦	接法 △
电压 380 伏	电流 11.3 安	转速 1440 转/分
频率 50 赫兹	定额 连续工作	E级 绝缘
标准编号 JB742-68	重量 72 公斤	出厂 年 月

西 安 电 机 厂

1．型号 是表示电机品种、性能、防护型式、转子类型等的代号。例如：JO2-42-4，J 表示异步电动机，O 表示封闭式，汉语拼音字母后面数字 2 表示第二次改型设计，第一横

线后的第一位数字 4 表示机座号，第二位数字 2 表示铁心长度，第二横线后的数字表示电机的极数。

2．功率　电动机的额定功率是在额定运行情况下转轴输出的机械功率，单位为千瓦。有的旧式电动机用“马力”做功率单位，1 马力 = 0.736 千瓦。

3．接法　电动机在额定电压下，定子三相绕组应采用的连接方法，一般有三角形(△)和星形(Y)两种接法，使用时不能接错。若铭牌上标有两个电压值和两个电流值，接法标明△/Y，则表示在前一种电压值和电流值时为△接法，在后一种电压值和电流值时为 Y 接法。有的铭牌上附有接线图。

4．电压　表示这台电动机三相定子绕组应接的线电压值，单位用“伏”。

5．电流　指电动机在额定电压和额定频率下输出额定功率时的三相定子绕组的线电流，单位用“安”。若电动机工作时电流过大，表明电动机已过载或有故障，应立即停车检查，否则将会烧坏绕组。

6．频率　表示电动机所接交流电源的频率，我国电力网的频率规定为 50周/秒(50 赫兹)。

7．转速　表示电动机在额定电压、额定频率和额定输出功率的情况下，电动机的旋转速度，单位为转/分。

8．E 级绝缘　表示电动机绕组的绝缘等级，它决定了电动机的允许温升（有些制造厂铭牌上不标绝缘等级，而标明允许温升），详见 § 9-2 节。

9．定额　按电动机运行的持续时间，定额分为“连续”、“短时”和“断续”三种。“连续”表示这台电动机可以按

铭牌的各项额定值连续运行；“短时”表示只能按铭牌规定的工作时间短时使用；“断续”表示短时运行，但可多次周期性断续使用。

10．标准编号　表示电机制造厂在设计制造这台电动机时所依据的技术文件，标有“GB”为国家标准，标有“JB”为一机部部颁标准，后面的数字表示技术文件的编号。

如果是绕线型异步电动机，则铭牌上还标有转子绕组的开路电压和转子的额定电流，作为配用起动电阻时的依据。

异步电动机是各种机械设备的主要动力，使用面广，生产批量大，品种规格要求多。为了便于选用、配套、安装、使用维护和简化生产，要求异步电动机的产品具有高度的标准化、通用化和系列化程度。每一个系列电机的结构型式基本相似，而电压、转速、机座大小和安装尺寸等都有一定的标准等级；电机的功率按一定的比例递增。我国异步电动机一般按机座中心高或定子外径（即机座号）分为小型、中型和大型，如表 1-1 所示。

表 1-1

类　型	机座中心高（毫米）	定子铁心外径（毫米）	机座号	功率范围（千瓦）
小　型	80—315	125—560	1—9	0.6—125
中　型	355—630	560—1000	11—15	45—1250
大　型	大于630	大于1000	16以上	250—5000以上

我国常用小型异步电动机的系列型号及其结构特点和一般用途，如表 1-2 所示。

表 1-2

型　号	名　　称	容　量	结　构　特　点	用　　途
J J2 J3	防滴式三相鼠笼型异步电动机	0.6～100千瓦	铸铁外壳，铸铝转子，J2、J3为E级绝缘。	一般拖动用，如水泵鼓风机，金属切削机床等。
JO JO2 JO3	封闭式三相鼠笼型异步电动机	0.6～100千瓦	铸铁外壳，封闭自扇冷式，外壳上有散热片，铸铝转子；JO2、JO3定子绕组有铜线、铝线两种，铝线在型号中加L；JO2、JO3均为E级绝缘。	一般拖动用，适于灰尘多，尘土飞溅的场所，如球磨机、碾米机、磨粉机及其它农村机械、矿山机械等。
JQO2	高起动转矩三相异步电动机	0.6～100千瓦	是JO2的派生系列。	用于起动静止负荷或惯性较大的机械，如压缩机、传送带、粉碎机、碾泥机等。
JDO2	变极式多速三相异步电动机	0.6～100千瓦	是JO2的派生系列，有双速、三速、四速等。	适用于需要分级调速的一般机械设备。可以简化或代替传动齿轮箱。
JHO2	高转差率三相异步电动机	0.6～100千瓦	是JO2的派生系列。	适用于拖动飞轮转矩较大具有冲击性负荷的设备，如剪床，冲床，锻压机械和小型起重、运输机械等。

型　号	名　称	容　量	结　构　特　点	用　　途
JR JR2 JR3	防滴式三相绕线型转子异步电动机	2.8～100千瓦	是J的派生系列，转子为绕线型，刷握装置于后端盖内。	适用于需要小范围调速的传动装置；当配电网容量小，不足以起动鼠笼型异步电动机或要求较大起动转矩的场合。
JRO2	封闭式三相绕线型转子异步电动机	2.8～100千瓦	是JO2的派生系列，转子为绕线型，刷握装置于轴承内盖的凸块上，无举刷装置。	同JO2、并具有起动电流小，起动转矩大，可在小范围内调速的特点。
JZ2 JZR2	起重冶金用三相异步电动机	1.5～125千瓦	JZ2转子为鼠笼型；JZR2转子为绕线型。	适用于各种型式的起重机械及冶金设备中辅助机械的驱动。按断续方式运行。
JLB2	深井水泵异步电动机	11—100千瓦	防滴立式自扇冷式，底坐装有单列向心推力球轴承。	专供驱动立式深井水泵，为工矿、农业及高原地带提取地下水用。
JQS	井用潜水异步电动机	4～115千瓦	充水湿式，转子为铸铝鼠笼型，机体密封。	用于井下直接驱动潜水泵，吸取地下水供农业灌溉、工矿用水。

型　号	名　称	容　量	结　构　特　点	用　　途
BJO2 JB3	隔爆异步电动机	0.6～100千瓦	BJO2是JO2的派生系列，JB3是JO3的派生系列。电机外壳要适应隔爆的要求。	用于有爆炸性混合物的场所。
Q(JQB) QY	潜水异步电泵	1.5千瓦 2.2千瓦 7.5千瓦	水泵和电机合为一体；QY 为油浸式潜水电泵	用于农村排灌。

我国常用中型异步电动机的系列型号及其结构特点和一般用途，如表 1-3 所示。

表 1-3

型　号	名　称	容　量	结　构　特　点	用　　途
JS JSQ	三相双鼠笼型异步电动机	45—1250千瓦	基本型式为防护式，可制成管道通风式；JSQ 为加强绝缘。	用于驱动各种不同的机械，如：通风机、压缩机、水泵、破碎机、磨煤机、金属切削机床、运输机械和其他设备，并可供煤矿机械工业、发电厂以及各种工矿企业作原动机之用。
JR JRQ	三相绕线型异步电动机	45—1250千瓦	基本型式为防护式，可制成管道通风式；JRQ 为加强绝缘。	
JO JRO	三相封闭式异步电动机	75—800千瓦	JO 为封闭鼠笼转子；JRO为封闭绕线转子。	

型　号	名　称	容　量	结　构　特　点	用　　途
JK	高速异步电动机	100—800千瓦	结构型式为防护式，可制成管道通风式。	可供电力、冶金、炼焦、化工、煤矿等工业部门作为鼓风机、压缩机、水泵等机械的原动机。
JSL JRL	立式异步电动机	60—480千瓦	立式结构采用滚动轴承；径向自通风系统。	用于传动立式水泵、立式机械之用。

我国大型异步电动机的系列型号有：YR 系列三相绕线型异步电动机、YL 系列三相鼠笼型异步电动机、YLL 系列三相立式鼠笼型异步电动机、JK 系列高速三相异步电动机等。

异步电动机的系列可分为：基本系列，如 J2、JO2 等；派生系列，如 JQO2、JHO2 等；专用系列，如 JZ、JQ 等。派生系列是在基本系列的基础上，按照不同的性能要求和不同的使用条件，将基本系列电机作部分的改动而派生出高起动、高转差率、防爆等系列电机。专用系列是为满足某些特殊性能、特殊环境、特殊使用条件的要求而专门进行设计制造的系列电机。

我国 1953 年就组织了 J、JO、JS 和 JR 等系列电机的统一设计，改变了解放前产品规格、型号十分混乱的局面，逐步实现了电机产品的标准化、通用化和系列化。1958年开始又改型设计了 J2、JO2 等新系列；并自行设计了许多中、小型的派生系列；大型异步电动机也开始自行设计和生产。六

十年代我国异步电动机的系列有了较大的发展，但目前尚不能完全满足国民经济发展的需要；随着我国“四个现代化”的发展进程，异步电动机的生产将日益增长，新系列电机会不断地代替旧系列电机，以赶上和超过世界先进水平。

小　结

异步电动机的工作原理是：在定子三相绕组中通过三相电流产生旋转磁场，它切割转子绕组，在转子绕组中产生感应电势和电流，转子电流与磁场相互作用而产生转矩。因为旋转磁场与转子有相对运动时，才能在转子导体中产生感应电势，所以异步电动机的转速总是略低于旋转磁场的同步转速。

本章中简要地介绍了异步电动机的主要部件及其结构。在学习过程中，应通过实物观察对电机的总体布置、各主要部件的功能、装置方法及所用材料有一个初步的了解。

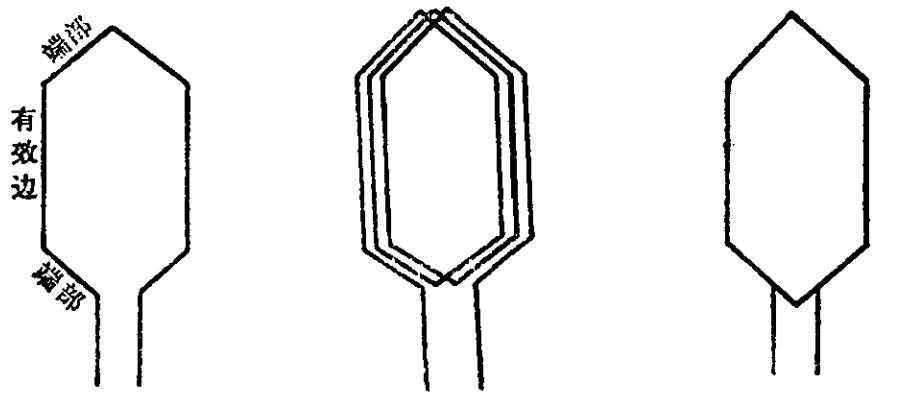
电机上的铭牌提供了电机正常工作时的数据。我们在使用电机时，首先要仔细了解铭牌上规定的额定功率、电压、电流、转速以及绕组的连接方法等，才能正确、安全地使用电机。

第二章　异步电动机的绕组和电势

为了能从整体上对异步电动机的结构与运行性能有全面的了解，应该对电机的各个组成部分作比较深入的分析。我们将首先讨论绕组的问题。在本章中，将着重讨论三相绕组的构成原理和绕组中的感应电势。

§2-1　与绕组有关的几个基本概念

1．线圈（绕组元件）在制造电机的绕组时，都是先用绕线模把导线绕成线圈，然后按照一定规律把线圈下入铁心槽内，再连接成绕组。由于线圈是组成绕组的元件，所以又称为绕组元件。线圈可以是单匝或多匝的，如图 2-1 所示。



单匝线圈　　多匝线圈　　多匝线圈简化图

图　2-1

线圈放在槽内的直线部分是线圈的有效部分，称为有效

边，电磁能量转换主要通过该部分进行。在槽外的部分称为端部，它的作用仅是把线圈的两个有效边连接起来，不直接转换电磁能量。为了节省材料，在不影响工艺操作的情况下，端部应尽可能缩短些。

2．极距　极距是指沿定子铁心内圆每个磁极所占的范围，如用长度表示

$$\tau=\frac{\pi D}{2p}(\text{厘米}) \qquad (2\text{-}1)$$

式中　D——定子铁心的内径(厘米)，p——磁极对数。极距也可用每极所占的槽数表示，如定子铁心的总槽数为 Z_1，则极距

$$\tau=\frac{Z_1}{2p}(\text{槽}) \qquad (2\text{-}2)$$

例如一台四极 36 槽的铁心，极距 $\tau=\frac{36}{4}=9$（槽）。

3．电角度　一台电机转子铁心的端面是个圆，从几何的角度来说可以分为360°，这样划分的角度称为机械角度，即电机铁心的圆周就是360°机械角度。然而从磁场来看，一对极便是一个交变周期，我们把电机一对极（一个 N 极，一个 S 极）所对应的机械角度定为360°电角度。如果电机有 p 对极，则电角度 = p × 机械角度。在图 2-2 中，我们将电机沿气隙展开，一个圆周长用360°机械角度表示。不论电机的极数是多少（图中是四极），一个极对应 180° 电角度，一对极对应 360° 电角

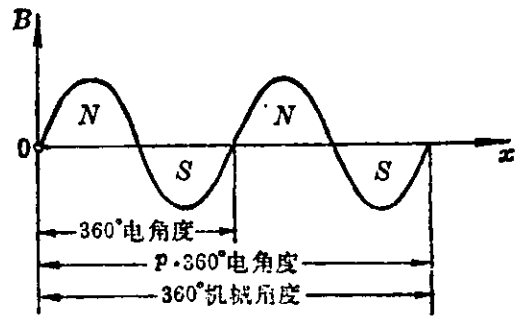


图　2-2

度，电机一个圆周对应 $p \cdot 360°$ 电角度。在以后的章节中可知，应用电角度分析电机绕组在磁场中的位置、产生的感应电势和电流分布是非常方便的。

4．线圈的节距　一个线圈的两根有效边之间所跨的槽数称为节距，用符号 y 表示。线圈的节距一般总是等于或稍小于极距，如果节距 y 与极距 τ 相等，称为整距线圈；如果节距 y 小于极距 τ，则称为短距线圈。

5．单层及双层绕组　交流电机常用的绕组型式可分为单层绕组及双层绕组两大类。单层绕组在每个槽中只安放一个线圈边，而一个线圈有两个线圈边，因此电机中总的线圈数等于总槽数的一半。双层绕组每个槽中安放两个线圈边，中间用层间绝缘隔开。每个线圈的两个边，总是一个在某一槽的上层，而另一个在另一槽的下层，如图 2-3 所示。采用双层绕组时电机的线圈数等于槽数。单层绕组及双层绕组又各有多种型式。下面分别说明它们的连接方法及特征，至于下线等工艺过程可参考《电机修理》等有关书籍。

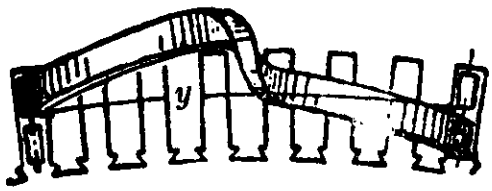


图　2-3

§2-2　三相单层绕组

一、三相绕组的构成原则

从第一章中知道，在三相绕组中通过三相对称电流时会产生旋转磁场。我们从图 1-3 及图 1-4 可以看出，不论是两极电机或是四极电机，三相绕组的线圈 A-X、B-Y、C-Z 的

始边(A、B、C)及末边(X、Y、Z)都是沿圆周依次间隔地排列，它们的顺序都是 A、Z、B、X、C、Y。各个线圈的始边 A、B、C 都间隔 120°电角度。同时，由于三相对称电流的相位互差120°，从图 1-2 可以看出，在任何瞬间三相电流是两相为正，一相为负；或是两相为负，一相为正(例如 $\omega t=0$ 时，i_a 为正，i_b 及 i_c 为负)。当规定电流为正时从绕组的始边(A、B、C)流入纸面，而从末边(X、Y、Z)流出纸面；电流为负时则方向相反。这样，不论在任何瞬间，按图 1-3 规律排列的定子绕组中通入三相电流时，电流的流向总是在半个圆周范围内流入纸面，在另半个圆周范围内流出纸面，从而产生两极磁通。按图 1-4 规律排列的定子绕组通入三相电流时，电流的流向总是在$\frac{1}{4}$圆周内流入纸面，而在相邻的$\frac{1}{4}$圆周内流出纸面，从而产生四极磁通。

图1-3及图1-4所示的是最简单的三相绕组，两极电机只有 6 个槽及 3 个线圈，四极时只有12个槽 6 个线圈，每相在每极下都只占有一个槽。实际上电机的槽数较多，例如较常见的有两极 24 槽以及四极 24 槽或 36 槽电机。这时三相绕组在铁心槽中的分布规律仍与上面讲的相同，只是每相绕组在每极下所占的槽数增多了。确定每相绕组排列的原则及步骤如下：

(1) 每相绕组的槽数应该相等，并且均匀分布。依照所要求的极数$2p$，把电动机的槽数 Z_1分为 $2p$ 个等分，每一等分所包含的槽数$\frac{Z_1}{2p}$便是以槽数表示的极距。然后再将每一极距下的槽数三等分，分别安置三相绕组的线圈边。因此每相绕组在每个极下占据的槽数

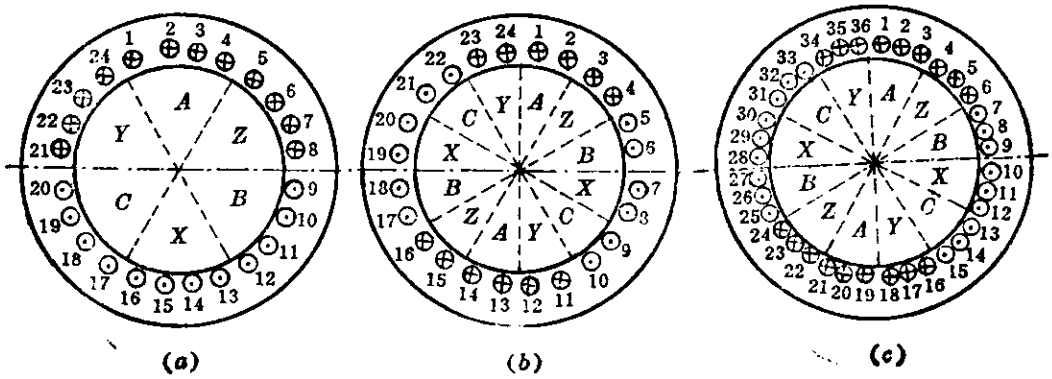
$$q=\frac{Z_1}{2p\cdot 3}=\frac{Z_1}{6p} \qquad (2\text{-}3)$$

q 称为每极每相槽数。通常，异步电动机的每极每相槽数都是整数，称为整数槽绕组。但在特殊情况下，q不等于整数，称为分数槽绕组，这将在§ 2-5 中分析。

每相绕组在每个极面下所占的宽度（用电角度或槽数来表示），称为相带。因为一个极距占 180° 电角度，现在每个相带占$\frac{1}{3}$极距，对应为 60° 电角度。因此，按上述规律安排的绕组称为 60° 相带绕组。

(2) 各相绕组在空间应相互间隔120°电角度。为此，各磁极下的每一相带应依次注以 A、Z、B、X、C、Y，这样各相绕组的始边 A、B、C 间都刚好相互间隔 120° 电角度。

按照上述规律分别画出两极24槽以及四极 24 槽与 36 槽时三相绕组的分布情况，如图 2-4(a)、(b) 及(c) 所示，图中每个槽中画了一根导体，代表线圈的一个边，并且把各槽中的导体按照顺序编了号。图2-4(a)所示的两极电机，整个圆周共分为 6 个相带，每个相带占60°电角度。每个相带所占



(a)　　(b)　　(c)

图　2-4

的槽数，即每极每相槽数 $q=\frac{24}{2\times3}=4$。图 2-4(*b*)及(*c*) 所示的四极电机，整个圆周共划分为12个相带，由于四极电机整个圆周为 $p\cdot360^\circ=2\times360^\circ=720^\circ$ 电角度，所以每个相带仍是60°电角度。$Z_1=24$ 时，每极每相槽数 $q=\frac{24}{4\times3}=2$；$Z_1=36$ 时，$q=\frac{36}{4\times3}=3$。在图中同时标出了代表每相绕组始边及末边所占相带的字母，并画出了当i_a为正，i_b、i_c为负时各导体中电流的流向——i_a由相带 A 处各线圈的始边流入纸面，由相带X处流出纸面；i_b 及 i_c 分别由相带 Y、Z 处流入纸面，从 B、C 处流出。由图可见，槽数虽然增多了，但图2-4(*a*)中的电流方向，在半个圆周内都是流入纸面，而另半个圆周内则流出纸面，仍产生两极磁通。在图 2-4(*b*) 及(*c*)中，$\frac{1}{4}$圆周范围内的电流方向一致，并与相邻的$\frac{1}{4}$圆周范围内电流方向相反，仍产生四极磁通。

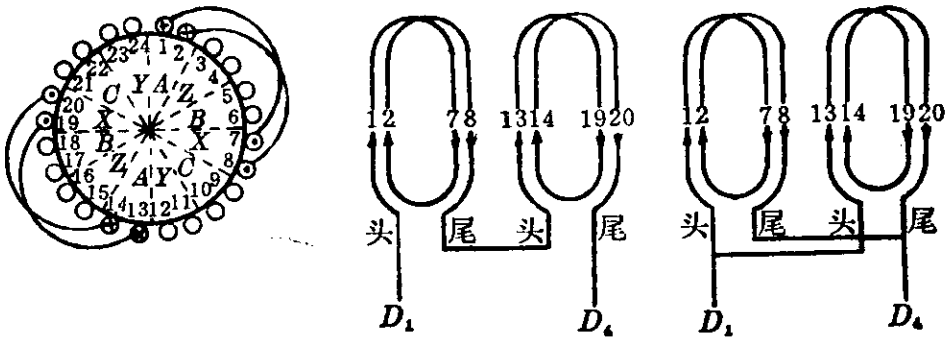
上面分析了铁心圆周上的电流分布与所产生的磁通的关系。只要保持铁心圆周上电流分布的情况不变，它们产生的磁场情况也不会改变。我们只要顺着图 2-4 中各槽导体的电流方向，分别把属于各相的导体连接起来，便可得到三相绕组。在保持图 2-4 中电流分布不变的情况下，端部连接的方法可以不同，因而就构成了不同型式的单层绕组。

二、三相单层绕组的型式及连接方法

我们先以四极 24 槽电机为例，较详细地分析各种型式绕组的连接方法，在此基础上再简要地说明两极 24 槽及四

极 36 槽的绕组的连接方法。

1．等元件式整距绕组　从图 2-4 (*b*) 所示的四极 24 槽三相绕组的分布情况，可以看出 *A* 相绕组的相带 *A* 区包含导体 1、2、13、14，相带 *X* 区包含导体 7、8、19、20。由于相带 *A* 中的电流方向与相带 *X* 中的电流方向相反，所以相带 *A* 中的任何一个导体与相带 *X* 中的任何一个导体都可以连成一个线圈。若选用整距线圈，即节距 $y=\tau=6$ (槽)，则可将导体 1 与导体 7 组成线圈 1，导体 2 与导体 8 组成线圈 2。同样导体 13、14 分别与导体 19、20 组成线圈 13 及14，其端面图如图 2-5(*a*)所示。为了说明这四个线圈的具体连接方法，可以设想把电动机定子铁心在 1 和 24 槽之间切开展平，这样就可以画出绕组的展开图，如图 2-5(*b*)。在图 (*a*) 中，导体 1、2、13、14 中的电流方向是流入纸面，在图(*b*)中这四根导体中的电流方向用向上的箭头表示，在图 (*a*) 中导体 7、8、19、20 中的电流方向是流出纸面，在图(*b*)中这四根导体中的电流方向用向下的箭头表示。



(*a*)　(*b*)　(*c*)

图　2-5

在图 2-5(*b*)中，我们顺着电流方向先把线圈 1 与线圈 2 串联成一线圈组；线圈 13 与 14 串联成另一线圈组。然后再

顺着电流方向把两个线圈组的尾与头相接串联成为 A 相绕组。这两个线圈组也可以照图 2-5(c)所示那样并联，这时为了保持电流的分布情况不变，则应头与头相连，尾与尾相连，再引出接线。

从图 2-4(b)中我们知道：导体 5、6、11、12、17、18、23、24 属于 B 相，导体 3、4、9、10、15、16、21、22 属于 C 相。根据图 2-5(a)与(b)同样的规律可以画出 B 相及 C 相绕组的端面图和展开图。我们在图 2-6 中画出了等元件式三相绕组的展开图。从图中可以看出：

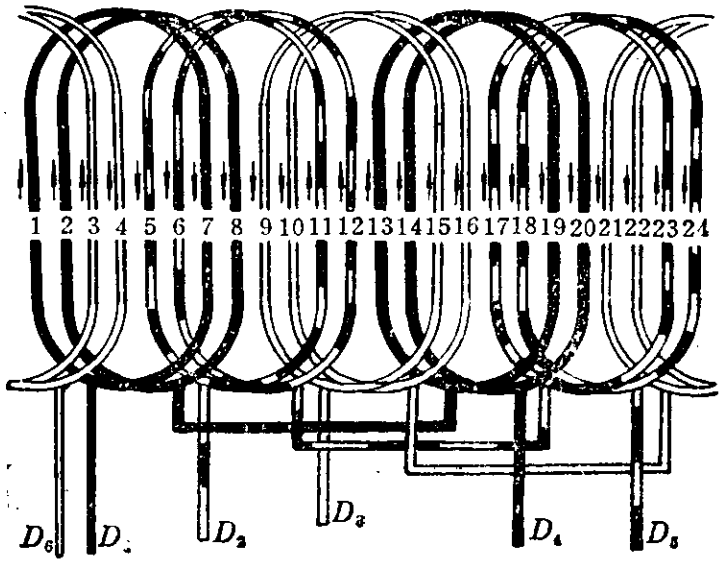


图 2-6

(1) 每相绕组的引出线的始端 D_1、D_2、D_3 分别在各相绕组的线圈始边 A、B、C 的相带处引出，例如 A 相绕组的引出线 D_1 自相带 A 处的第 1 槽引出，B 相引出线 D_2 自相带 B 处的第 5 槽引出，C 相的引出线 D_3 自相带 C 处的第 9 槽引出。引出线 D_1、D_2、D_3 之间相互间隔 120° 电角度。引出线的末端 D_4、D_5、D_6 分别在线圈末边 X、Y、Z 的相带

处引出。

(2) 为了检查磁极数以及线圈之间连接是否正确，可按三相电流的性质，设想向一相(如 A 相)通入方向为正的电流(从引出线始端 D_1 流入，由末端 D_4 流出)，向另外两相(如 B 及 C 相)通入方向为负的电流(从引出线的末端 D_5、D_6 流入，由始端 D_2、D_3 流出)，依照各相电流的流向，在每一导体上画出箭头表示导体中电流的方向，如图 2-6 中所示。连接正确时，在一个极距范围内的导体中的电流方向一致，并且与相邻极距的导体中的电流方向相反，导体电流方向交替的次数等于极数。

(3) 三相绕组可以接成星形，也可以接成三角形。星形连接时，应将各绕组引出线的末端 D_4、D_5、D_6 接在一起，如图 2-7(a)。三角形连接时，每相绕组的末端与另一相绕组的始端相接，如图 2-7(b)。

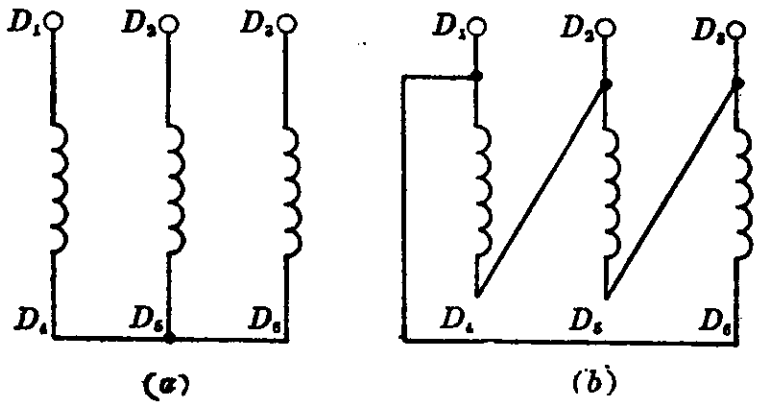


图 2-7

2. 同心式绕组　按照图 2-4(b) 所示的电流分布情况，我们把导体 1 与导体 8 组成一个节距为 7 的大线圈，将导体 2 与 7 组成一个节距为 5 的小线圈，然后顺着导体中的电流

方向把这两个线圈串联成一个线圈组。同样，13、14、19、20四根导体也组成一个线圈组。把这两个线圈组顺着电流方向串联起来，就构成了 A 相绕组。其端面图及展开图如图 2-8(a)及(b)所示。由于同一个线圈组中两个线圈的中心

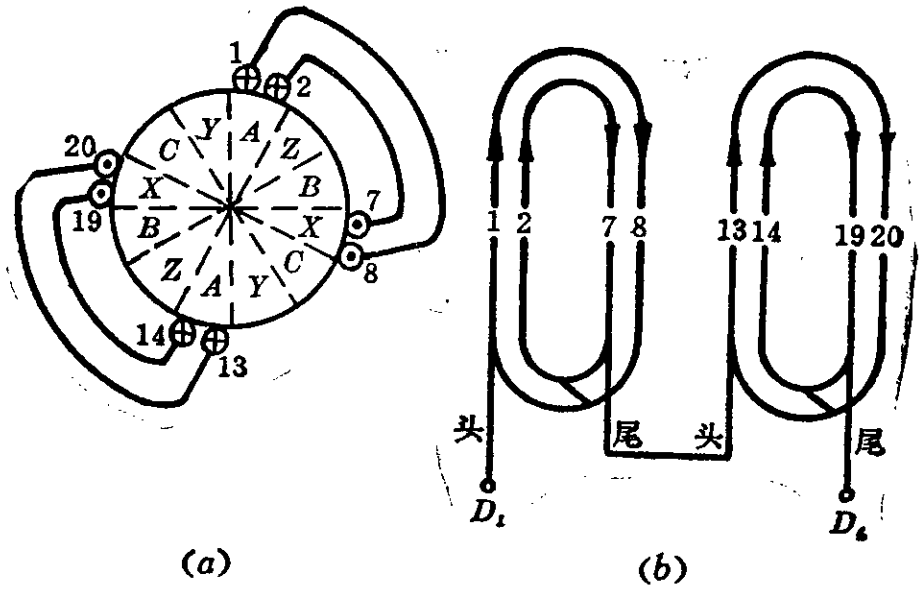


图 2-8

线重合在一起，故称为同心式绕组。按照同样的方法，可画出 B 相及 C 相的同心式绕组。三相同心式绕组的展开图如图 2-9 所示。

3．链式绕组　在保持三相绕组各导体中电流分布不变的情况下，也可将属于 A 相的导体 2～7、8～13、14～19和20～1 连成四个线圈，其端面图如图 2-10(a)所示。把各线圈顺着电流方向连接起来，其展开图如图 2-10(b)。链式绕组的线圈节距 $y=5$ 槽，它的端部较短。

从图 2-10 可以看出，单层链式绕组在四极时每一相有四个线圈组(即每一相的线圈组数与电机的磁极数相等)，这四个线圈可以串联，也可以并联，只要不改变导体电流在铁

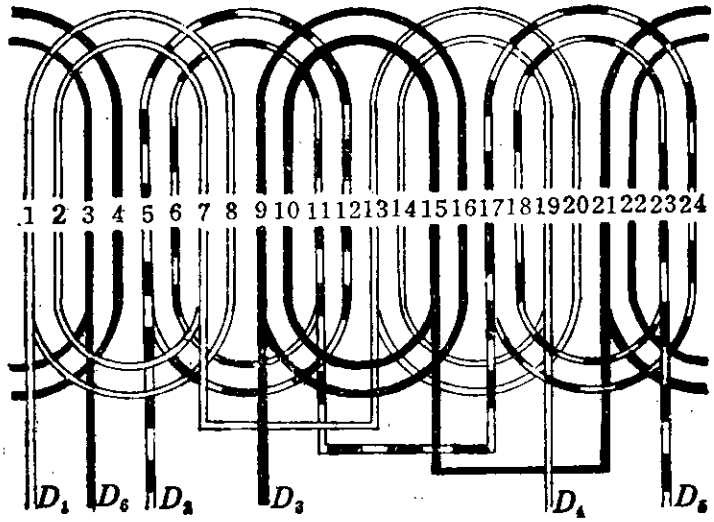


图 2-9

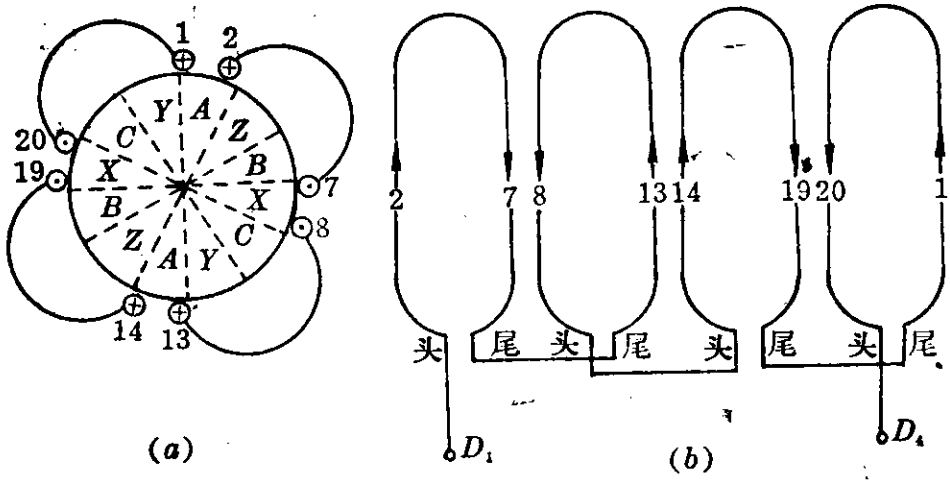


图 2-10

心圆周上的分布情况，则所产生的磁场情况也不会改变。在图 2-10(*b*)中是顺着电流方向串联起来的。

按照同样的方法，我们把属于 *B* 相及 *C* 相的各导体分别连接成 *B* 相及 *C* 相绕组。图 2-11 是三相链式绕组的展开图。与等元件式绕组的情况相同，链式绕组的三相引出线的始端 D_1、D_2、D_3 应分别自相带 *A*、*B*、*C* 处引出，相互间

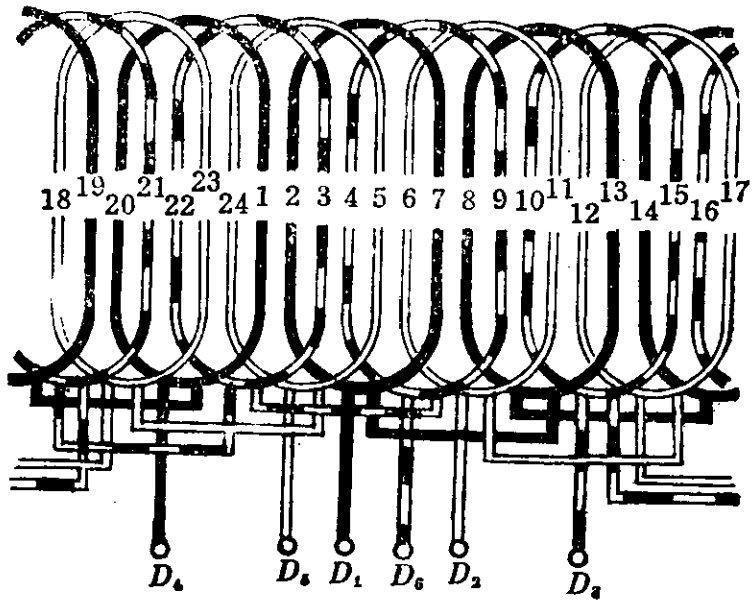


图 2-11

隔 120° 电角度。而引出线的末端则应分别自相带 X、Y、Z 处引出。

根据上述三种绕组型式的连接可以看出：在链式绕组中，每相绕组的线圈组数等于极数，也就是说每极每相是一个线圈组，有时称其为极相组，在单路串联时组间的接线应是头接头，尾接尾；在等元件式、同心式绕组中每相线圈组数是极数的一半，单路串联时的组间接线则应是头与尾相连。

比较上述三种绕组，由于电流的分布情况相同，因而产生的磁场也相同。其中链式绕组的端接部分最短，可以节省铜线，所以目前链式绕组用得最广泛。

4．单层交叉链式绕组　我们已经详细地讨论了四极 24 槽三相单层绕组的连接方法，再进一步简要地讨论四极36槽绕组的特点。

图 2-4(*c*)中表示出了四极 36 槽绕组中的电流分布。由

图可见，A 相占有 1、2、3、10、11、12、19、20、21 及 28、29、30 等十二个导体。与四极 24 槽电机一样，可以采用等元件式的整距线圈，线圈的节距 $y=\tau=9$ 槽，其端面图如图 2-12 所示。在保持 A 相绕组导体分布不变的情况下，我们把端部的连接次序改为图 2-13(a)的型式，这时在每对极下有两个节距为 8 槽的大线圈和一个节距为 7 槽的小线圈。顺着电流方向把各线圈串联起来便得 A 相绕组的展开图如图 2-13(b)。这样连接的绕组叫交叉链式绕组。与等元件式整距绕组比较，由于每相绕组的电流分布情况未变，所以产生的磁场与整距绕组相同，但是交叉链式绕组的端部较短可节约铜线。

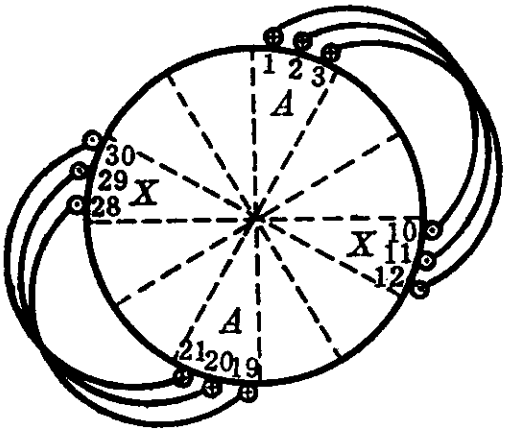


图 2-12

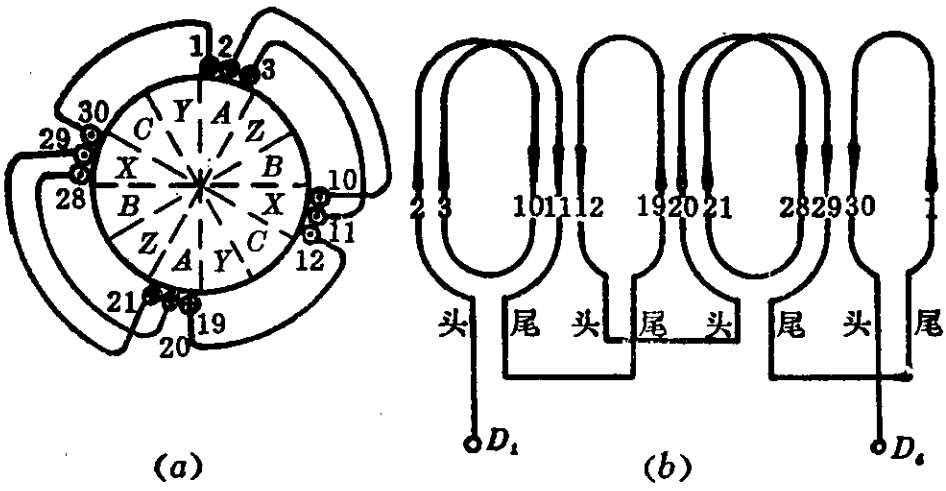


图 2-13

图 2-14 是三相交叉链式绕组的展开图，三相引出线，始端 D_1、D_2、D_3 及末端 D_4、D_5、D_6 的出线规律与四极 24

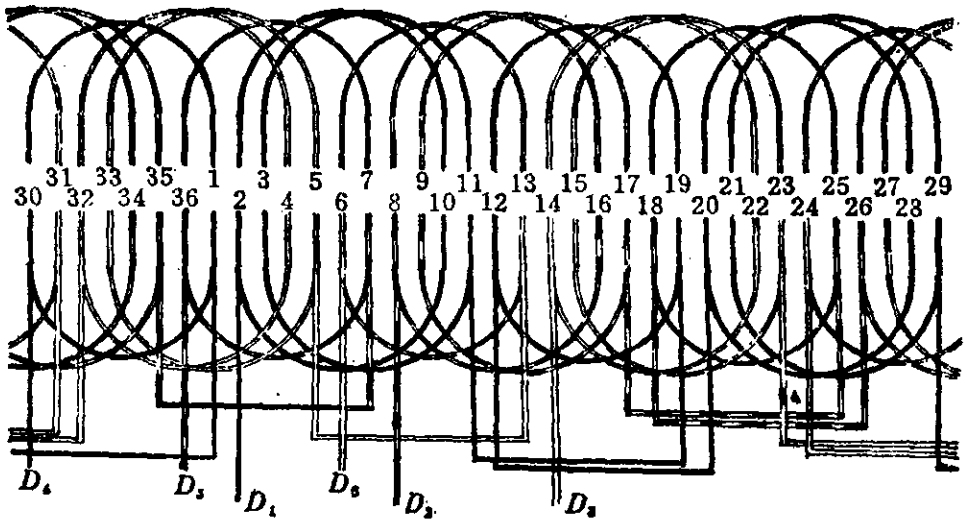


图 2-14

槽的相同。

5．交叉同心式绕组　图2-4(*a*)表示出了两极24槽三相绕组的导体分布。每相绕组在每极下占有$\frac{24}{3\times 2}=4$槽。图2-15是*A*相绕组的端面图及展开图。可见，每相绕组有两个线圈组，每个线圈组内大线圈的节距$y=11$槽，小线圈的节距$y=9$槽，彼此头尾相连串联成一个线圈组。由于每相线圈

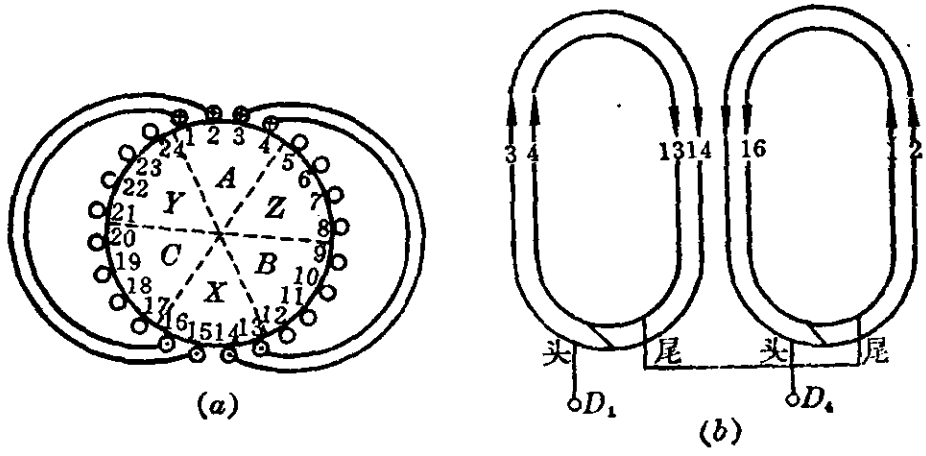


图 2-15

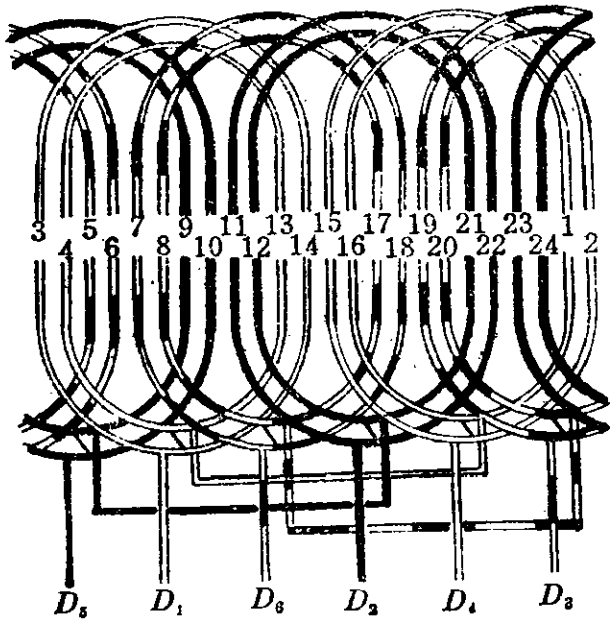


图 2-16

组数等于极数，所以单路串联时，应顺着电流方向把两个线圈组尾与尾相连，接成所谓交叉同心式绕组。图 2-16 是交叉同心式绕组的展开图。

比较图 2-11 及图 2-16，很容易看出单层链式绕组与单层交叉同心式绕组在布线方面有很多相似之处，其差别主要在于单层链式绕组每个线圈组中只有一个线圈；而在交叉同心式绕组中却有两个轴线同心而大小不等的线圈。

三、单层绕组的优缺点及绕组型式选择

单层绕组的优点是：(1) 线圈数少，仅为槽数的一半，因此下线及绕线的工时少；(2) 槽内只有一个线圈边，因而不需要层间绝缘，可以提高槽面积的利用率（这对小型电机的意义较大，因为小型电机槽小，槽内绝缘占槽面积的比例较大，减少层间绝缘对提高槽的利用率影响较大）；(3) 同一槽内的导线都属于同一相，因此槽内不会发生相间击穿。单层绕组的缺点是不易采用短距来改善磁动势的波形，而且端部交迭变形较大。所以单层绕组一般用于 10 千瓦以下的小型异步电动机。

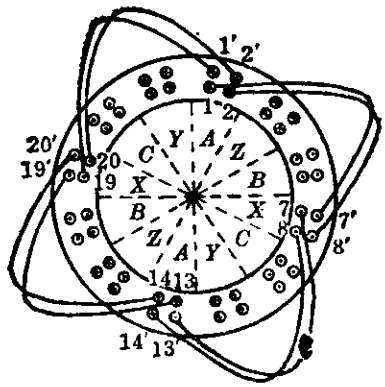
在单层绕组中，从节约材料及下线工艺方便出发，单层链式绕组用于每极每相槽数 $q=2$ 的4、6、8 极电机中；单层交叉链式绕组用于 $q=3$ 的两极及 4 极电机；交叉同心式绕组用于 $q=4$ 的两极电机。至于同心式绕组及等元件式整距绕组，由于耗用导线较多，目前已很少采用。

§2-3 三相双层迭绕组

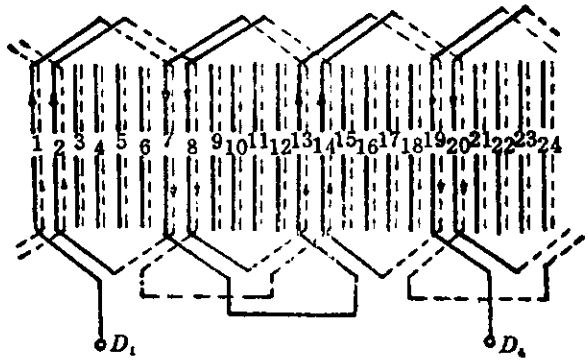
双层绕组每一槽内的导体分为上下两层，它的线圈总是由某一槽的上层导体与另一槽的下层导体连接而成，各线圈的形状可以做得相同，端部排列很整齐。双层绕组的节距可以根据需要任意选择。如果线圈的节距 y 与极距相等，则为整距绕组。在以后的章节中将讲到，选用适当的短距 $\left(\text{通常 } y\approx\frac{5}{6}\tau\right)$时，可以使异步电动机旋转磁场的波形更接近正弦分布，从而改善电动机的性能。所以双层绕组通常都是做成短距的。我们仍以 24 槽四极电机为例来研究双层绕组的构成。为了便于分析，先从整距绕组开始讨论。

一、双层整距迭绕组

图 2-17(a)是 24 槽四极双层绕组的分布情况，各相绕组的相带分布规律和电流分布情况都跟图 2-4(b)相同，不同的是图 2-4(b)是单层绕组，每槽中只有一层导体，而双层绕组每槽中有上下两层导体。上层导体的编号在数字上不带“,”，下层导体的编号带“,”。从图上可以看出，A 相绕组仍由槽1、2、7、8、13、14、19、20 中的导体（包括上层导体及下层



(*a*)



(*b*)

图 2-17

导体）组成。现在是整距绕组，$y=\tau=6$ 槽，因此在图2-17 (*a*) 中，线圈 1 由上层导体 1 与下层导体 7′ 构成，线圈 2 由上层导体 2 与下层导体 8′ 构成，其余类推(为了使图形简明，*B* 相及 *C* 相绕组的端接未画出)。图 2-17(*b*)是 *A* 相绕组的展开图。画展开图时，每一个槽中画了一根实线和一根虚线，实线表示上层导体，虚线表示下层导体。导体中的电流方向用箭头表示。先把导体 1～7′，2～8′，7～13′……连成线圈 1、2、7……。由于每极每相槽数 $q=2$，因此把每相相邻的

两个线圈串联成一个线圈组，然后再顺着电流方向把各线圈组串联起来便得 A 相绕组。从图 2-17(b)可以看出，由于相邻的元件都是互相重迭的，所以这种绕组称为迭绕组。

二、双层短距迭绕组

上述整距绕组的线圈节距 $y=\tau=6$，现在我们把上例中的线圈节距缩短一个槽，取线圈节距 $y=5$，即把导体 1～6′，2～7′……分别连成线圈 1、2、……这时每个线圈的下层导体都提前了一个槽，都是短距线圈。如果图 2-17(a)中每相绕组上层导体的位置保持不变，而把每相绕组下层导体的位置全都逆时针方向转过一槽，就可以得到双层短距迭绕组的端面图及电流分布，如图 2-18 所示，图中电流方向仍是 i_a 为正，i_b、i_c 为负时的情况。从图中可以看出，短距绕组在同一槽中的上、下层导体，有的可能不是同一相的，但是总的电流分布仍然产生一个四极磁场。在以后的分析中将讲到短距绕组产生的磁场波形比整距绕组的更接近正弦形。

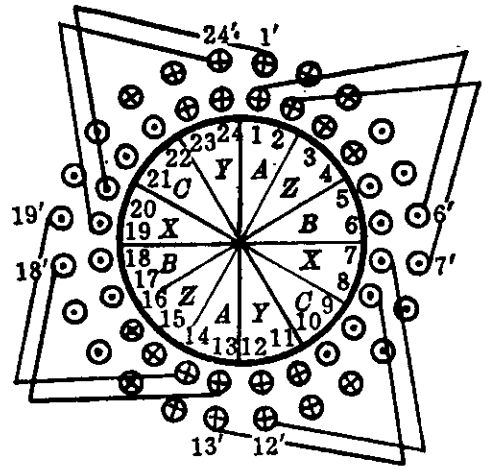


图 2-18

图 2-19(a)是 A 相绕组的展开图，图中仍用实线表示上层导体，虚线表示下层导体，每个线圈的节距都是 5 槽。从图中可以清楚看到，四极双层迭绕组每相有四个线圈组。显然，双层迭绕组每相的线圈组数等于极数，所以单路串联时每相各线圈组之间应头接头，尾接尾。为了简明起见，工厂中常把展开图简化为线圈组连接图，如图 2-19 (b) 所示。图

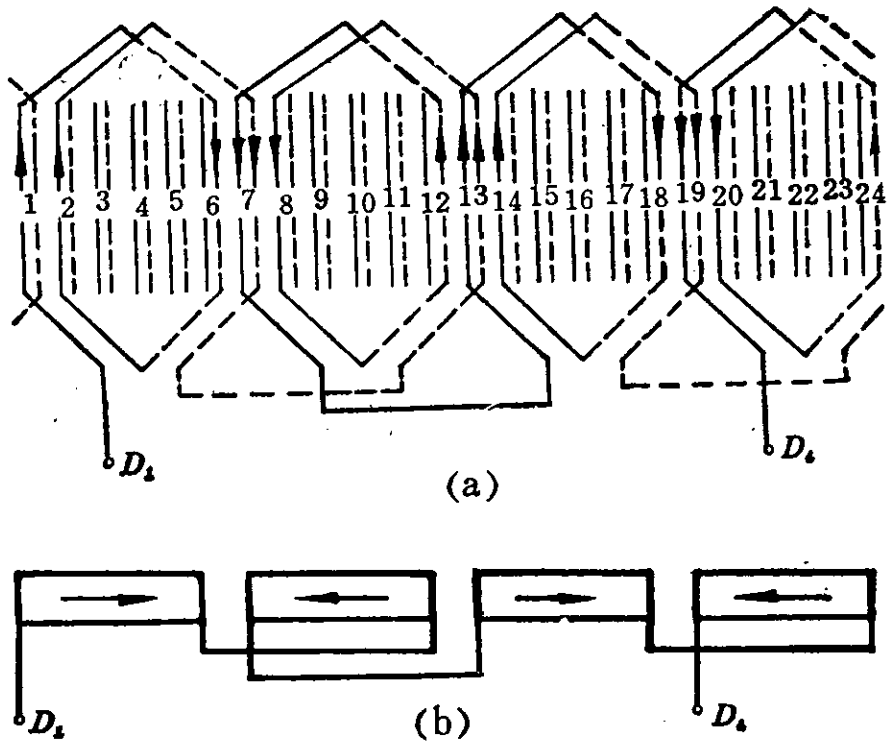


图 2-19

2-19(*b*)中每一矩形符号代表一个线圈组，每个符号上的箭头表示电流方向。顺着电流箭头方向把四个符号串联起来，也就是按头接头，尾接尾的规律把四个线圈组连接起来，便得 *A* 相绕组的线圈组连接图。

图 2-20 是三相双层短距迭绕组的展开图。同单层绕组一样，三相绕组引出线之间一般应相差 120°电角度。对于这个 24 槽四极电机来讲，相邻两槽间的槽距角

$$a=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z_1}=\frac{2\cdot 360}{24}=30^\circ\text{电角度。}$$

三相引出线之间相隔 120° 电角度，就是相隔 4 个槽。若 *A* 相引出线的始端 D_1 在第 1 槽的上层处引出，则 *B* 相引出线的始端 D_2 应在第 5 槽的上层处引出，*C* 相引出线 D_3应在第 9 槽的上层处引出。三相绕组的末端分别标以 D_4、D_5、D_6。

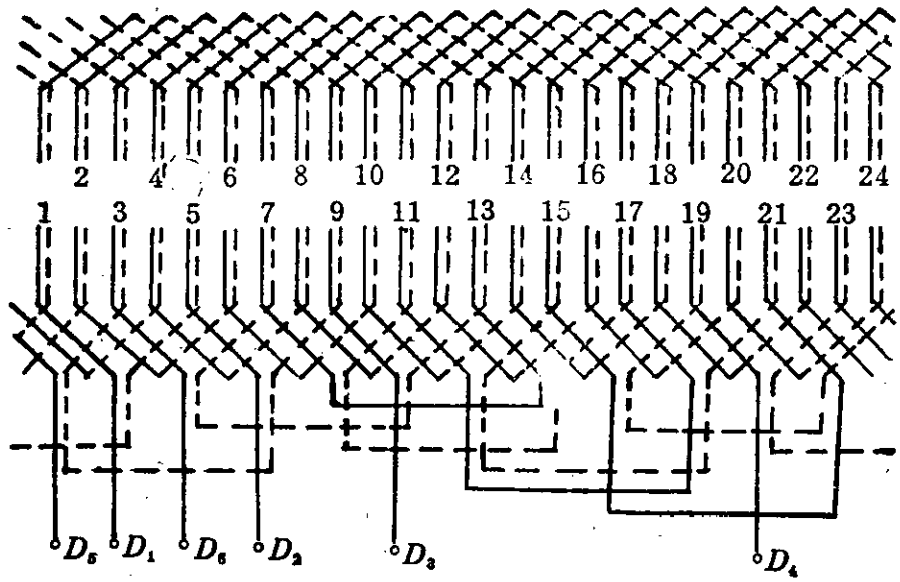
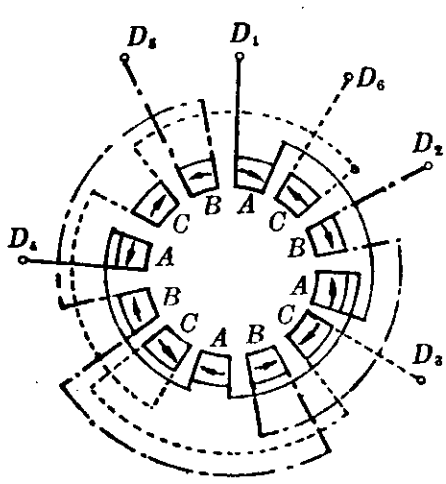
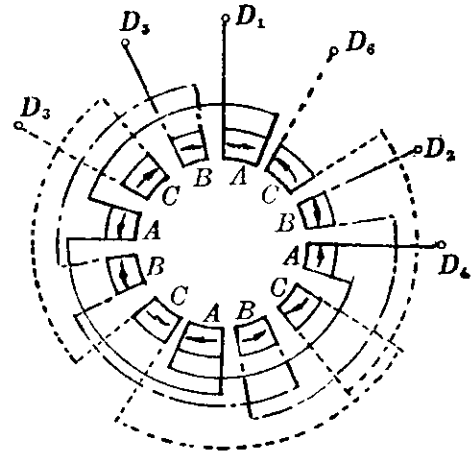


图 2-20

图 2-21(*a*)及(*b*)是三相四极电机的线圈组连接图。符号上标以 *A* 的代表 *A* 相绕组的线圈组，标以 *B* 及 *C* 的分别代表 *B* 相及 *C* 相绕组的线圈组。在线圈组连接图中，按照工厂惯例都采用三相正电流方向表示，即图中 *A*、*B*、*C* 三相电流的方向都是由 D_1、D_2、D_3 流入。这时相邻线圈组上画的电流方向刚好相反，所以各相邻的线圈组符号上的箭头方



(*a*)



(*b*)

图 2-21

向都是头对头，尾对尾。我们分别把属于各相的线圈组顺着箭头方向串联起来，就得到三相的线圈组连接图。顺着箭头方向进去的引线就是三相绕组的始端 D_1、D_2、D_3，顺着箭头方向出来的引线就是三相绕组的末端 D_4、D_5、D_6。在图 2-21(a)中 D_1、D_2、D_3 间相距两个相带，即 120°电角度，它与图 2-20 的展开图相对应，但这并不是唯一的接出引线的方法。前面已经讲过，只要绕组的分布及电流方向不变，产生的磁场也不会改变。因此，只要把顺着箭头方向进去的三个引线作为三相绕组的始端 D_1、D_2、D_3，把顺着箭头方向出来的三个引线作为三相绕组的末端 D_4、D_5、D_6，无论引线是从哪里进去或出来，都不会改变铁心圆周上电流的分布情况。因此在哪里接出引线较合适可由工艺上的需要决定。例如将图 2-21(a)改成图 2-21(b)的出线时，产生的磁场不会发生改变。图 2-21(b)是比较通用的接出引线的方法。

双层绕组主要用于 10 千瓦以上的电机中。电机的额定电流较大时，导线的截面积也要相应增大。如果导线的截面积过大，绕线、下线、整形等工艺过程都比较困难，因此双层绕组常采用多路并联。其最大可能的并联支路数 a 等于每相的线圈组数，也就是等于极数，即 $a=2p$。图 2-22 表示了 A 相绕组单路串联及两路并联时的线圈组连接图。

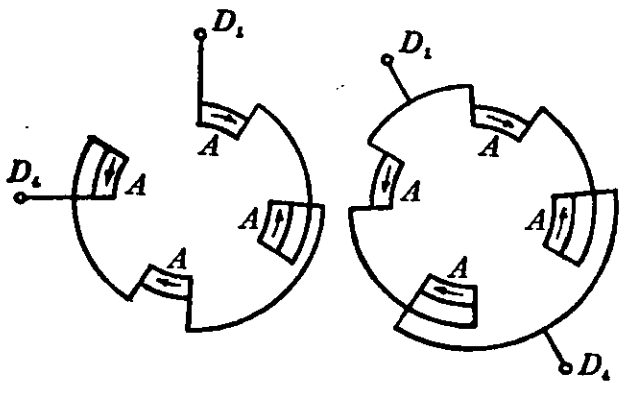


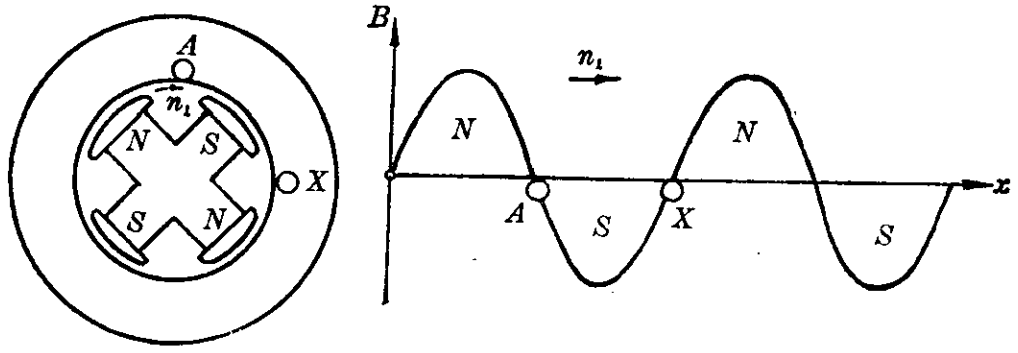
图 2-22

§2-4　绕组的感应电势

根据电磁感应定律，三相绕组产生的旋转磁场切割定、转子绕组时，便在定、转子绕组中产生感应电势。我们先讨论一根导体的感应电势，然后再分析线圈及绕组感应电势的计算，最后利用电势星形图来分析绕组的排列及连接。

一、导体中的感应电势

为了简明清晰起见，我们照图 2-23(*a*)所示那样，把气隙中的旋转磁场画成磁极的形状，它在空间以同步转速 n_1 旋转。定子绕组只画了 *A* 相的一个线圈 *A*-*X*。在分析中假定气隙磁场在空间是正弦分布，如图 2-23(*b*)所示。下面我们从导体中感应电势的波形、频率和大小三个方面进行分析。



(*a*)　　(*b*)

图　2-23

1．感应电势的波形

根据电磁感应定律可知，定子导线中感应电势的瞬时值

$$e_n = Blv \cdot 10^{-8}(\text{伏}) \qquad (2\text{-}4)$$

其中：B——导体切割到的磁通密度(高斯)，

l——导体在磁场中的有效长度(厘米)，

v——导体与磁场的相对速度(厘米/秒)。

对于一台已制造好的电机，导体的长度 l 以及旋转磁场相对定子导体的切割速度 v 都是一定的，所以导体中的感应电势与导体切割到的磁通密度 B 成正比，$e_n \propto B$。因此导体中感应电势的波形就与磁通密度在空间的分布波形相同。现在旋转磁场在空间是正弦分布的，所以导体中的感应电势在时间上也是正弦变化，如图2-24所示。

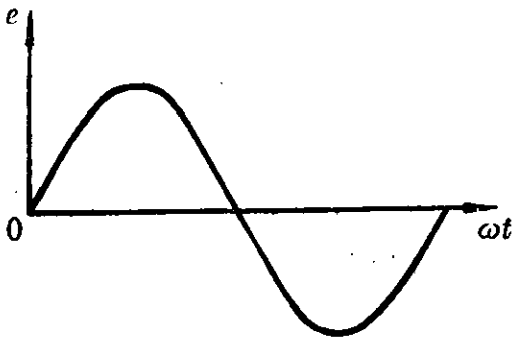


图 2-24

2. 感应电势的频率

从图 2-23 可以看出，当电机中的磁场转过一对极时，导体中的感应电势也正好变化一个周期。当 p 对极的旋转磁场在空间转了一圈，便有 p 对极的磁通切割了导体，在导体中的感应电势就变化了 p 个周期。

旋转磁场的转速是 n_1 转/分，或 $\frac{n_1}{60}$ 转/秒，于是每秒钟内有 $p \cdot \frac{n_1}{60}$ 对极的磁通切割了导体，导体中的电势便变化 $\frac{pn_1}{60}$ 个周期，所以导体中感应电势的频率

$$f_1 = \frac{pn_1}{60} \text{(周/秒)} \qquad (2\text{-}5)$$

在第一章中已知，异步电动机旋转磁场的转速 $n_1 = \frac{60f}{p}$，

式中 f 为电源的频率。将 n_1 代入式 2-5，可得

$$f_1 = \frac{pn_1}{60} = \frac{p}{60} \cdot \frac{60f}{p} = f$$

所以在异步电动机中，旋转磁场切割定子导体所感应的电势，它的频率总是与电源频率相同的。

3．感应电势的大小

我们令 B_δ 表示气隙磁通密度的最大值（幅值），根据式 2-4 可知，导体切割最大磁通密度时便得感应电势的 最大值

$$E_{n\max} = B_\delta l v \cdot 10^{-8}(\text{伏}) \qquad (2\text{-}6)$$

式中

$$v = \frac{\pi D n_1}{60} = 2\frac{\pi D}{2p} \cdot \frac{pn_1}{60} = 2\tau f \qquad (2\text{-}7)$$

其中：D——定子铁心内径(厘米)，

$\tau = \dfrac{\pi D}{2p}$——极距，一个磁极沿定子内圆所跨的长度(厘米)，

B_δ——气隙磁通密度的最大值(高斯)。

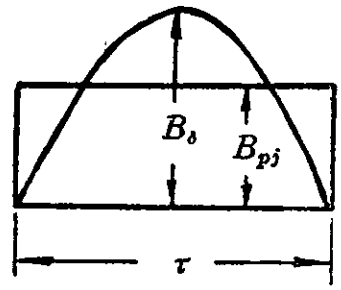


图 2-25

由于磁通密度在空间是正弦分布，因此它的最大值B_δ与平均值 B_{pj} 之间的关系为

$$B_\delta = \frac{\pi}{2} B_{pj} \qquad (2\text{-}8)$$

将式 2-7、式 2-8 代入式 2-6，得

$$E_{n\max} = \frac{\pi}{2} B_{pj} l \cdot 2\tau f \cdot 10^{-8} = \pi f \phi_1 \cdot 10^{-8}(\text{伏})$$

式中：每极磁通 ϕ_1 = 平均磁通密度×每极的面积 = $B_{pj} l \tau$，单位是麦克斯韦。由于电势是按照正弦规律变化的，所以导体

中的感应电势的有效值

$$E_n=\frac{E_{n\max}}{\sqrt{2}}=\frac{\pi}{\sqrt{2}}f\phi_1\cdot10^{-8}=2.22f\phi_1\cdot10^{-8}(\text{伏})$$

如果每极磁通 ϕ_1 的单位是韦伯，1 麦克斯韦 $=10^{-8}$ 韦伯，则

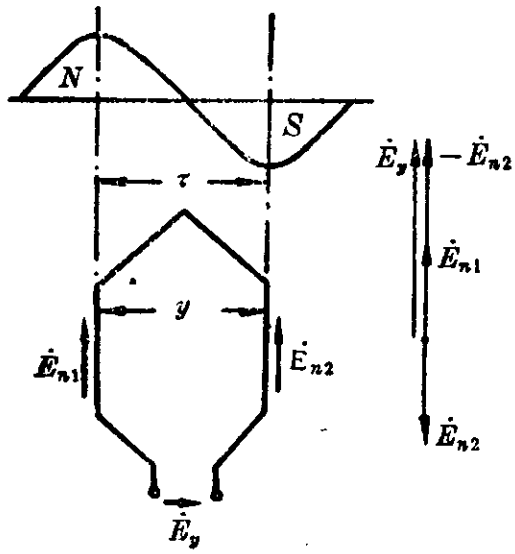
$$\phi_1=B_{pj}\tau\, l\cdot10^{-8}=\frac{2}{\pi}B_\delta\tau l\cdot10^{-8}(\text{韦伯}) \qquad (2\text{-}9)$$

于是

$$E_n=2.22f\phi_1(\text{伏}) \qquad (2\text{-}10)$$

二、线圈的电势

上面介绍的是一根导体的电势，而一匝线圈由两根导体连接而成。前面已经讲过这两根导体间(即线圈的两边间)的距离称为线圈的节距，用 y 表示。整距线圈的节距等于极距，即 $y=\tau$；短距线圈的节距小于极距，$y<\tau$。下面讨论导体的电势如何相加成为线圈的电势。



(a) (b)

图 2-26

1．整距线圈的电势

整距线圈的两根导体在空间相隔一个极距，也就是相隔180°电角度。当一根导体处在 N 极的最大磁密处时，另一根导体刚好处在 S 极的最大磁密处，如图 2-26(a) 所示。所以这两根导体的电势总是大小相等而方向相反。由于导体中的感应电势是随时间按正弦规律变化的，因此，我们可用电势相量 $\dot{E}_{n1}$ 和 $\dot{E}_{n2}$ 来表示（相量，

见附录Ⅰ)。用相量表示时，这两个电势相量的方向刚好相反，即在时间上相差180°相位角，见图2-26(*b*)。

由于导体电势$\dot{E}_{n1}$和$\dot{E}_{n2}$的正方向都规定为由下向上，因此顺着线圈回路看，线圈的感应电势$\dot{E}_y$应是$\dot{E}_{n1}$与$\dot{E}_{n2}$的相量差，

$$\dot{E}_y = \dot{E}_{n1} - \dot{E}_{n2} = \dot{E}_{n1} + (-\dot{E}_{n2}) = 2\dot{E}_{n1} \qquad (2\text{-}11)$$

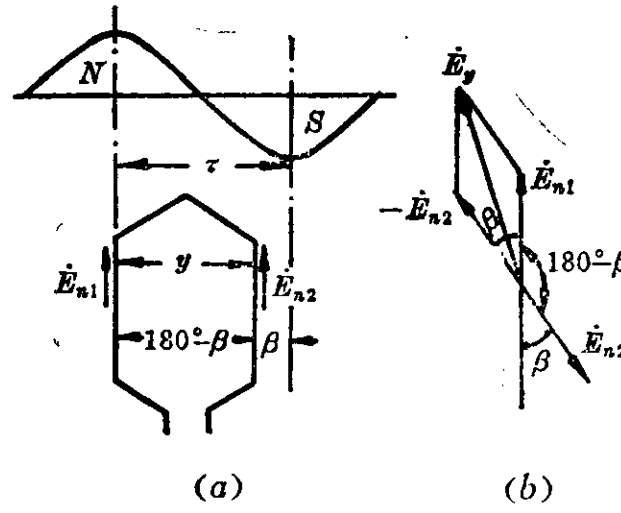
如图2-26(*b*)所示。于是每匝线圈电势的有效值

$$E_y = 2E_{n1} = 4.44f\phi_1 \cdot 10^{-8}(\text{伏})$$

如果每个线圈的匝数为w_y，则整个线圈的电势

$$E_y = 4.44fw_y\phi_1 \cdot 10^{-8}(\text{伏}) \qquad (2\text{-}12)$$

从以上分析可看到，当磁场在空间为正弦分布，导体切割这种磁场所产生的感应电势在时间上也按正弦规律变化，可用电势相量表示。一个整距线圈的两根导体所处磁场位置相隔1个极距，即相隔180°电角度，它们切割磁场所产生的感应电势在时间相位上也是相差180°电角度。所以在电机中磁场位置用电角度表示时，电机绕组中各导体所产生的感应电势相位差也可以用同样的电角度表示。即两根导体在按正弦分布的磁场中相距多少电角度，这两根导体中的感应电势在时间相位上也相差多少电角度，这在分析电机绕组感应电势



(*a*)　　(*b*)

图　2-27

时是很方便的。

2．短距线圈的感应电势

短距线圈每一匝的两根导线在空间的距离比整距线圈时缩短了 β 电角度，即相距 $(180°-\beta)$ 电角度。因此，两根导线中感应电势在时间相位上也相差 $(180°-\beta)$ 电角度，如图 2-27(b) 所示。根据相量图，可求得短距线圈的每匝电势

$$E_y = 2E_{n1}\cos\frac{\beta}{2} = 2E_{n1}k_{y1}$$

式中

$$k_{y1} = \frac{\text{短距线圈电势}}{\text{整距线圈电势}} = \frac{2E_{n1}\cos\dfrac{\beta}{2}}{2E_{n1}} = \cos\frac{\beta}{2} \quad (2\text{-}13)$$

k_{y1} 称为短距系数，它代表线圈短距后感应电势比整距时应打的折扣系数。短距时 k_{y1} 总是小于 1 的数字。例如线圈节距 $y = \frac{5}{6}\tau$，即缩短了 $\frac{1}{6}$ 极距，如用电角度表示，则缩短的电角度 $\beta = \frac{1}{6}\times 180° = 30°$，于是 $k_{y1} = \cos\frac{1}{2}(30°) = 0.966$。不同节距时的短距系数见表 2-1 。

表 2-1

$\frac{y}{\tau}$	1	$\frac{8}{9}$	$\frac{5}{6}$	$\frac{7}{9}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{2}{3}$
短距系数k_{y1}	1	0.985	0.966	0.94	0.925	0.866

如果线圈不是一匝，而是w_y 匝，则短距线圈的电势

$$E_y = 4.44\, f w_y \phi_1 k_{y1}\, 10^{-8}(\text{伏}) \quad (2\text{-}14)$$

在异步电动机中采用短距线圈后，线圈中的感应电势比

整距时虽略有减小，但是可以改善旋转磁势的波形，使它更接近于正弦形（§3-1 中将专门讨论），对电机的性能有利。此外，短距线圈的端接部分较短，可以节省些导线。所以在容量稍大些的异步电动机中常采用双层短距绕组。

3．线圈中感应电势与线圈匝链的磁通变化的相位关系

在上面已介绍了线圈中感应电势 E_y 的计算方法，但感应电势 $\dot{E}_y$ 与线圈中匝链的磁通在时间上的关系是怎样的呢？这是画相量图时必须知道的，下面就来分析这个问题。

图 2-28(a) 表示 $\omega t=0$ 这一瞬间，旋转磁场的最大值刚好位于整距线圈的中心线上，这时线圈匝链了整个极的磁通，所以线圈的磁链 $\psi=w_y\phi_1$ 为最大值。但此时线圈的两根导线都位于磁通密度 $B=0$ 的位置，根据 $e=Blv$ 可知，线圈中的感应电势 $e=0$。

当 ωt 经过 90°，旋转磁场在空间移过 90° 电角度，如图2-28(b) 所示的位置，此时线圈匝链的磁通为零，即 $\psi=0$。我们可以从图中看到，此时两根导线都位于最大磁密处，线圈中感应电势为最大。由此可见，当线圈匝链的磁通最大时，感应电势为零；ωt 经过 90°，线圈匝链的磁通为零时，感应电势才达最大值。所以

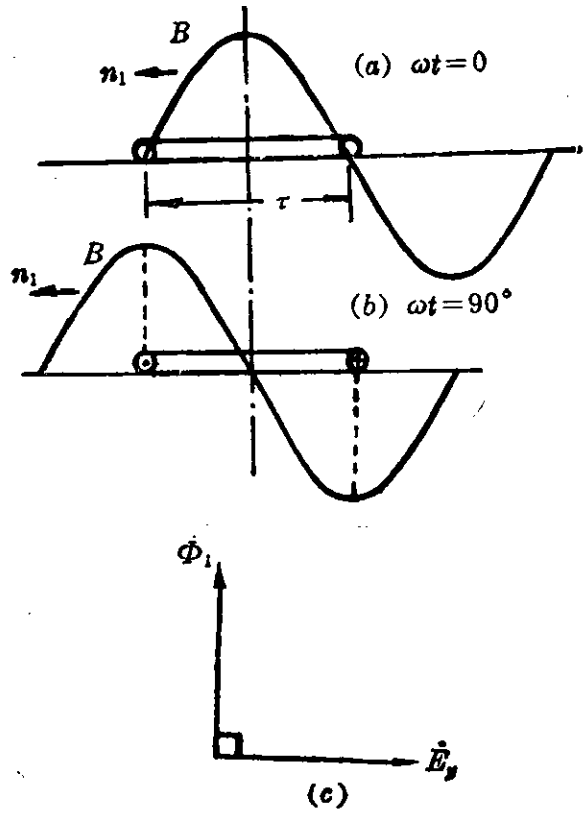


图 2-28

线圈中的感应电势 $\dot{E}_y$ 在时间上落后于线圈所匝链的磁通90°相角，用相量图表示如图2-28(*c*)。

上述结果也可由数学导得：因为磁通密度在空间按正弦规律分布，当磁场旋转时，线圈所匝链的磁通量 φ 也是时间的正弦函数。当 $\omega t=0$ 时，整距线圈匝链的磁通 $\varphi=\phi_1$ 为最大值，而 $\omega t=90°$ 时，线圈匝链的磁通 $\varphi=0$，所以在任何瞬间 ωt 时，线圈匝链的磁通可表示为 $\varphi=\phi_1\cos\omega t$，于是线圈中的感应电势

$$e=-\frac{d\psi}{dt}\cdot10^{-8}=-\frac{d}{dt}w_y\phi_1\cos\omega t\cdot10^{-8}$$

$$=\omega w_y\phi_1\sin\omega t\cdot10^{-8}=2\pi f w_y\phi_1\sin\omega t\cdot10^{-8}$$

$$=\sqrt{2}\,E_y\sin\omega t=\sqrt{2}\,E_y\cos(\omega t-90°)$$

由上式可见，线圈中感应电势在时间上落后于线圈所匝链的磁通90°。同时在上式中可得整距线圈的感应电势 $E_y=\frac{1}{\sqrt{2}}2\pi f w_y\phi_1\cdot10^{-8}=4.44 f w_y\phi_1\cdot10^{-8}$（伏），它与从 $e=Blv\cdot10^{-8}$ 导得的结果是一致的。

三、单层绕组的电势

绕组是由导体（线圈）连接成的，所以绕组电势等于每相串联导体（线圈）的电势总和。因此在求每相绕组的合成电势以前，应先讨论分布在定子铁心圆周上各导体（线圈）中的电势。

1．电势星形图

图2-29是四极24槽三相定子绕组的导体分布图。与前面一样，每个槽中的线圈边只用一根导体来表示。由于是四极电

机，因此沿电机气隙圆周的空间电角度是 $p\cdot360°=2\times360°=720°$，两个相邻的槽在磁场中的距离，即槽距

$$\alpha=\frac{p\cdot360°}{Z_1}=\frac{2\times360°}{24}$$

$$=30°(\text{电角度})\qquad(2\text{-}15)$$

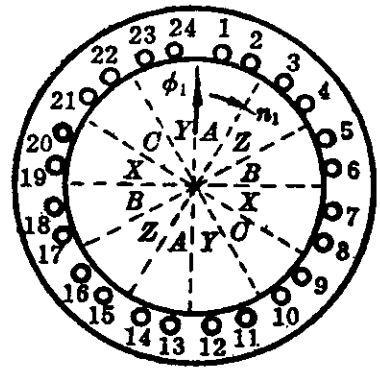


图 2-29

假设旋转磁场顺时针方向转动，磁场的最大值将先切割槽 1 中的导体，经过 α 电角度再切割到槽 2 中的导体……。所以导体 1 的电势首先达到最大值，再经过 α、2α……时导体 2、导体 3……的电势，依次达到最大值，即导体 1 的电势 $\dot{E}_{n1}$ 在相位上比导体 2 的电势 $\dot{E}_{n2}$ 超前 α 电角度，导体 2 的电势又比导体 3 的电势超前 α 电角度……。依此类推可得图2-30所示的电势星形图（图中电势 $\dot{E}_{n1}$、$\dot{E}_{n2}$…… 简写为 1、2……）。图中相量 1～12 代表第一对极下导体 1～12 的电势相量，13～24 代表第二对极下的导体13—24中的电势相量。两对极下的各导体，1 与 13、2 与 14……12 与 24 互相对应，所以这两组相量完全重合。

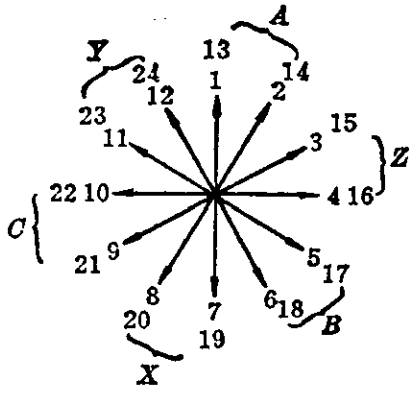


图 2-30

在图 2-30 中，假若我们把属于相带 A 的导体 1、2、13、14 的电势相量标以 A，把属于 Z、B……Y 相带的导体的电势相量也相应地标上 Z、B……Y。那么从图中可以看出，电势星形图被均匀地分为 6 个区域，每个相带中的导体

电势相量分布在一个60°电角度的区域中。由此可知，三相60°相带绕组，每个相带中的导体电势相量必定分布在60°电角度的范围内。

对于图2-6所示的24槽四极三相等元件式绕组，每个线圈的节距都等于极距，$y=\tau=6$。因此，第一对极下的线圈1由导体1与导体7组成，线圈2由导体2与导体8组成，按照式2-11，这两个线圈的电势 $\dot{E}_{y1}=\dot{E}_{n1}-\dot{E}_{n7}$，$\dot{E}_{y2}=\dot{E}_{n2}-\dot{E}_{n8}$。前面讲过，线圈1、2串联起来组成一个线圈组（极相组），因此该线圈组的电势是 $\dot{E}_{y1}$ 与 $\dot{E}_{y2}$ 的相量相加。第二对极下的线圈13、14分别由导体13和19、14和20组成，这两个线圈组成另一个线圈组。由于连接成这一线圈组的导体13、14、19、20的电势相量分别与导体1、2、7、8的电势相量重合。所以这个线圈组感应电势的大小及相位完全与前一个线圈组的一致。这两个线圈组可以串联工作，也可以并联工作。当把这两个线圈组串联时，A 相绕组的合成电势

$$\begin{aligned}\dot{E}_A&=\dot{E}_{y1}+\dot{E}_{y2}+\dot{E}_{y13}+\dot{E}_{y14}\\&=\dot{E}_{n1}+(-\dot{E}_{n7})+\dot{E}_{n2}+(-\dot{E}_{n8})\\&\quad+\dot{E}_{n13}+(-\dot{E}_{n19})+\dot{E}_{n14}+(-\dot{E}_{n20})\end{aligned}\qquad(2\text{-}16)$$

把式2-16中各导体的电势相量相加，便得到 A 相的电势相量 $\dot{E}_A$。按照同样的方法，可求出 B 相和 C 相的合成电势相量 $\dot{E}_B$ 及 $\dot{E}_C$，如图2-31所示。由图可见 A、B、C 三相电势的大小相等，相位相互差120°，所以是三相对称电势。

前面讲过，当属于每组绕组的导体及电流分布确定后，只要顺着电流方向把它们连接起来，不论它们的连接次序怎样，绕组产生的磁场是不会改变的，即接成等元件式或接成链式或同心式，产生的磁场是相同的。同样，由于上述三种型

式的绕组都是由相同编号的导体所组成，因而每相绕组的电势都是由相同编号的导体的电势所合成，例如 A 相电势都是由 $\dot{E}_{n1}$、$\dot{E}_{n2}$、$\dot{E}_{n13}$、$\dot{E}_{n14}$、$(-\dot{E}_{n7})$、$(-\dot{E}_{n8})$、$(-\dot{E}_{n19})$、$(-\dot{E}_{n20})$这八个相量相加。从电势星形图上可以清楚看到，

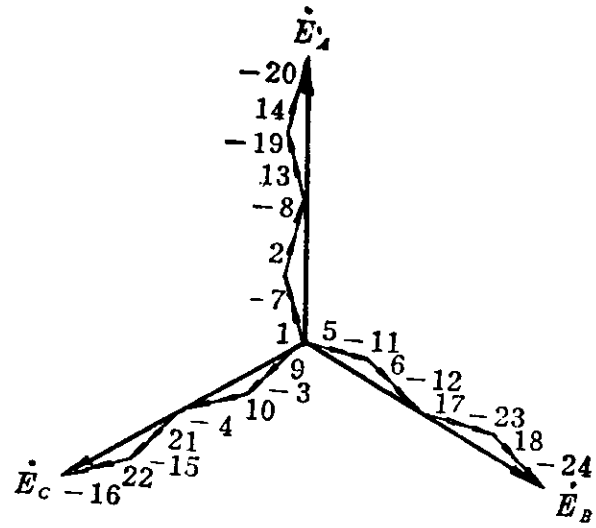


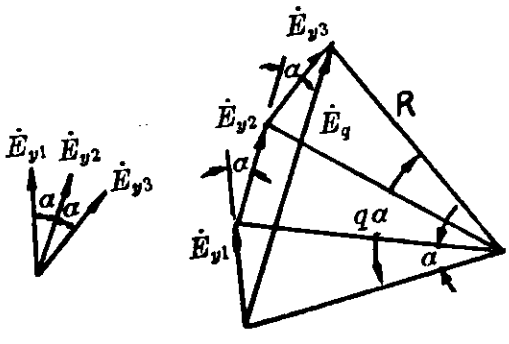
图 2-31

无论相加的次序怎样，合成电势是相同的。所以链式和同心式单层绕组所产生的感应电势及磁场，都与等元件式整距绕组的相同。

2．单层分布绕组的电势

上面介绍了求每相电势的方法，但直接根据图 2-31 或式 2-16 进行计算是比较繁琐的。下面我们推导求每相合成电势的简单公式。

以等元件式绕组为例，如果每极每相槽数为 q，就有 q 个线圈串联成一个线圈组。每两个相邻的线圈在磁场中位移的距离是 α 电角度，所以线圈的感应电势相量也彼此相隔 α 电角度，如图 2-32(α) 所示。由于 q 个电势相量大小相等，又依次移过 α 电角度，因此相加之后构



(a) (b)

图 2-32

成了正多边形的一部分。我们为这一正多边形作一外接圆，并以 R 表示外接圆的半径。从图 2-32(b) 的几何关系上可得 q 个（图中以 $q=3$ 为例）串联线圈的合成电势

$$E_q = 2R\sin\frac{q\alpha}{2} \tag{2-17}$$

而外接圆又与每个线圈电势 E_y 之间存在下列关系

$$E_y = 2R\sin\frac{\alpha}{2} \tag{2-18}$$

从式 2-17 及式 2-18 消去 R，可得

$$E_q = E_y\frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{\sin\frac{\alpha}{2}} = qE_y\frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2}} = q\,E_y k_{q1} \tag{2-19}$$

式中 k_{q1} 叫分布系数，它的意义可以这样来理解：假如 q 个线圈不是分布在 q 个不同的槽内，而是集中在同一槽内（称为集中绕组），这时每个线圈中的感应电势 E_y 是同相的，q 个串联线圈的电势是每个线圈电势的 q 倍，即 qE_y。现在 q 个线圈分布在不同槽内，各线圈的电势不同相，它们的合成电势比集中绕组的小。我们把分布绕组时的合成电势与集中绕组的合成电势之比叫做分布系数，即

$$k_{q1} = \frac{\text{分布绕组时的合成电势}}{\text{集中绕组时的合成电势}} = \frac{E_q}{qE_y} = \frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2}} \tag{2-20}$$

k_{q1} 是小于 1 的数值。例如，四极 24 槽三相绕组，每极每相槽数 $q=2$，槽距 $\alpha=30°$ 电角度，它的分布系数 $k_{q1}=$

$\dfrac{\sin\dfrac{2\times30°}{2}}{2\sin\dfrac{30°}{2}}=0.966$。表 2-2 中列出了三相 60° 相带绕组的分布系数。

表 2-2

每极每相槽数 p	1	2	3	4	5	6
分布系数 k_{p1}	1	0.966	0.960	0.958	0.957	0.957

对于整距分布绕组，将式 2-12 代入式 2-19 得 q 个线圈串联后的电势

$$E_q=4.44fqw_y\phi_1k_{q1}\cdot10^{-8}(伏) \qquad (2-21)$$

单层绕组每个线圈占有两个槽，所以每相的线圈数等于每相所占槽数 $2pq$ 的一半，每个线圈有 w_y 匝，于是每相绕组总共有 pqw_y 匝；假设绕组的并联支路数为 a，则每相绕组的串联匝数为：

$$w_1=\frac{\text{每相总匝数}}{\text{并联支路数}}=\frac{pqw_y}{a} \qquad (2-22)$$

每相绕组总的合成电势便为：

$$E=4.44fw_1\phi_1k_{q1}\cdot10^{-8}(伏) \qquad (2-23)$$

对于同心式及交叉链式等单层绕组，由于它们的感应电势与等元件式整距绕组相同，故计算电势时与整距绕组一样，仍采用式 (2-23)，它们的短距系数 k_{y1} 都等于 1。

在单层绕组中每个线圈的匝数 w_y 等于每槽内的导体数 N，所以每相串联匝数也可由 $w_1=\dfrac{pqN}{a}$ 表示。

四、双层绕组的电势

在双层绕组中，每两个相邻线圈在磁场中的位移是槽距 $\alpha=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z_1}$，所以相邻线圈的电势相量也相差 α 电角度。假如仍以 24 槽四极绕组为例，双层绕组的电势星形图仍如图 2-30 所示，与单层绕组相似，所不同的是，在单层绕组中每个相量表示一根导体的电势，而在双层绕组中每个相量表示一个线圈的电势。由于每相的各线圈的电势相量间存在相位差，因此求每相合成电势时，与单层绕组的情况一样，也要考虑分布系数 k_{q1}。又因为双层绕组的每个线圈都是做成短距的，所以还需要考虑短距系数 k_{y1}。如果绕组的每相串联匝数为 w_1，则双层短距绕组的每相电势

$$\begin{aligned}E&=4.44fw_1\phi_1k_{q1}k_{y1}\cdot 10^{-8}(\text{伏})\\&=4.44fw_1\phi_1k_{w1}\cdot 10^{-8}(\text{伏})\end{aligned}\qquad(2\text{-}24)$$

式中 $k_{w1}=k_{q1}k_{y1}$ 称为绕组系数。w_1k_{w1} 常称为有效匝数。就是说，采用分布短距绕组后，绕组的感应电势比整距集中时的电势小，也可以看成是绕组的匝数减少了，即由 w_1 匝减少为 w_1k_{w1} 匝。

在双层绕组中线圈数等于槽数，因此，每相有 $2pq$ 个线圈。每个线圈有 w_y 匝，若并联支路数为 a，于是每相串联匝数

$$w_1=\frac{2pqw_y}{a}\qquad(2\text{-}25)$$

由于双层绕组每个线圈的匝数 w_y 是每槽导体数 N 的一半，所以每相串联匝数 $w_1=\frac{pqN}{a}$。这就和单层绕组的每相串

联匝数的表示法一样。

§2-5 利用电势星形图分析绕组的安排及连接规律

一、绕组的安排及连接规律

如前所述，不论单层绕组或双层绕组都可以作出电势星形图，在单层绕组中每一相量表示一根导体的电势，而在双层绕组中，每一相量表示一个线圈的电势，相邻的相量之间都有 $\alpha=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z_1}$ 电角度的相位差。利用电势星形图可以很方便地确定各相绕组应由哪些槽中的导体或线圈连接。具体做法是：把星形图划分为六个 60° 电角度的区域，沿顺时针方向依次将这六个区域标以 A、Z、B、X、C、Y，于是 A 相绕组就由 A 及 X 区域中的导体（双层绕组时为线圈）所组成。B 相及 C 相则分别由 B、Y 及 C、Z 区域中的导体（双层绕组时为线圈）所组成。例如上节中所分析的 24 槽四极双层绕组，由图 2-30 所示的电势星形图可见，A 相绕组应由 1、2、7、8、13、14、19、20 这 8 个线圈组成。我们把相邻的线圈 1、2 串联成线圈组 1～2。同样分别把线圈 7 和 8、13 和 14、19 和 20串联起来，组成线圈组 7～8，13～14 及 19～20。从电势星形图可以看出，这四个线圈组的电势大小相等，但相位方面，线圈组 7～8 及 19～20 的电势相量与线圈组 1～2 和 13～14 的相差 180°。只要在连接时注意这个特点，这四个线圈组可以串联工作，也可以并联工作。如果每相线圈组全部串联，即 $\alpha=1$ 时，应把属于

同一相的线圈按电势增大（而不能是相互抵消）的原则连接起来，因此线圈组7～8及19～20必须与线圈组1～2及13～14按头接头、尾接尾的规律串联起来，如图2-19所示。

从电势星形图可以看出，由于B区及C区的电势相量与A区电势相量相差120°电角度，所以按照上述的规律连接B相及C相绕组时，A、B、C三相电势是对称的。

利用电势星形图不仅可以分析一般的正规绕组，还可以分析较复杂的绕组，如分数槽绕组。

二、分数槽绕组

前面讲过每极每相槽数$q\neq$整数的绕组，称为分数槽绕组。分数槽绕组主要用于同步电机。中小型异步电动机的定子绕组一般不采用分数槽绕组，但当两种极数的电机采用同一套硅钢片冲模的情况下，有可能对一种极数是整数槽绕组，对另一种极数则是分数槽绕组。例如JO2系列中，六号及七号机座异步电动机，当极数为六极及八极时铁心是通用的，定子槽数均为54槽，那么六极时$q=3$，为整数槽绕组，八极时$q=\frac{54}{3\times 8}=\frac{9}{4}$，为分数槽绕组。

下面结合具体例子来说明分数槽绕组的原理。

1．已知数据

定子槽数$Z_1=30$，极数$2p=8$，相数$m=3$，连成双层短距分布绕组。

2．每极每相槽数$q=\frac{Z_1}{2mp}=\frac{30}{2\times 3\times 4}=\frac{5}{4}=1\frac{1}{4}$，极

距 $\tau=\frac{Z_1}{2p}=\frac{30}{8}=3.75$(槽)。取线圈的节距 $y=3$(槽)，则第 1 线圈应由槽 1 的上层导体与槽 4 的下层导体组成。

每极每相槽数 $q=\frac{5}{4}$，则在每四个极下每相有 5 个槽，三相共有 15 个槽。也就是说在每四个极下的 15 个槽可以均衡地分配给三相绕组。因此分母为 4 的分数槽绕组以每四个极为一个单元。本例中电机共八个极，因此同样的分配将重复两次。即第一个单元中（第 1～4 极下）各槽在磁场中的位置与第二个单元中（第 5～8 极下）各槽在磁场中的位置是相对应的。

3．电势星形图及绕组的连接

相邻两槽在磁场中的距离，即槽距 $\alpha=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z_1}=\frac{4\times 360^\circ}{30}=48^\circ$ 电角度，因此相邻两个线圈的电势的相位差也是 48°。按 $\alpha=48^\circ$ 画出电势星形图，如图 2-33 所示。由于是双层绕

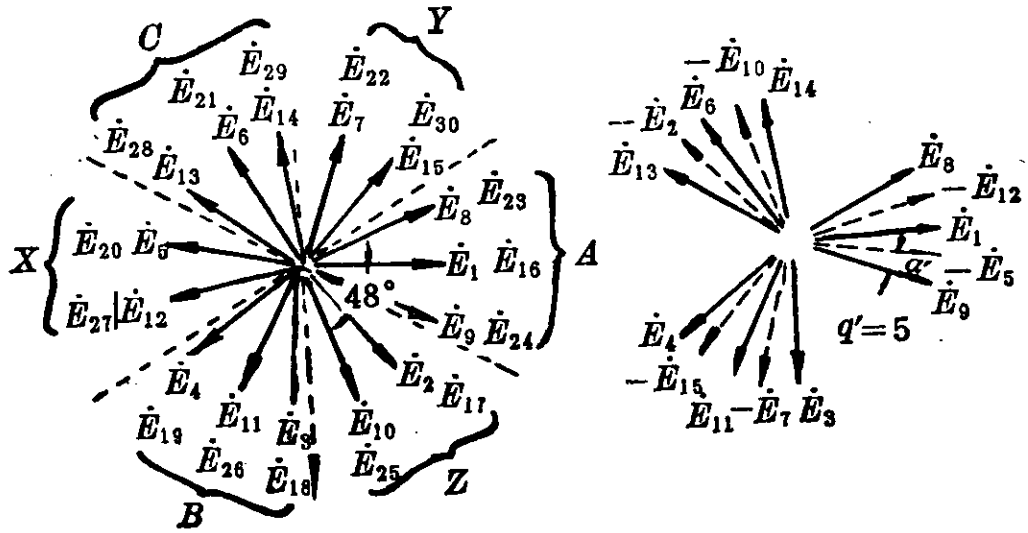


图 2-33

组，图中每一相量表示一个线圈的电势。由于每四个极为一个单元，所以图中第1～4极下的线圈的电势相量1、2……15分别与第5～8极下的线圈的电势相量16、17……30重合。现按60°相带划分各相绕组所占的线圈，将电势星形图均匀地分为六个60°的区域，如图2-33所示。可以看出属于A相的有第1、5、8、9、12及16、20、23、24、27十个线圈。前五个线圈的电势相量分别与后五个电势相量相重合，因此我们可以分别把它们串联成两个线圈组。每一组的五个线圈必须按照合成电势增大的原则来串联。这两个线圈组的电势，大小相等，相位相同，可以把它们串联起来，也可以并联。图2-34是A相的两个线圈组串联时的展开图。

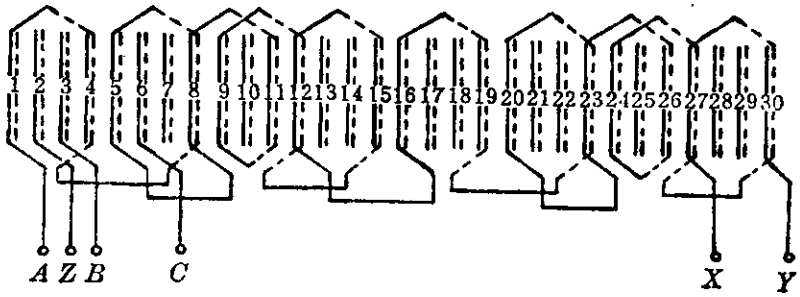


图 2-34

4．分数槽绕组的最大可能并联支路数

前面已经说过，在$q=1\frac{1}{4}$的例中，每四个极为一个单元。八个极为两个单元，在星形图中电势相量重复两次，所以最多可能有两个并联支路。一般情况下，把q写成$q=b+\frac{c}{d}$，可能连接的并联支路最多等于$\frac{2p}{d}$个。本例中，$2p=8$，$q=1\frac{1}{4}$，所以$d=4$，$\frac{2p}{d}=\frac{8}{4}=2$，即最大并联支

路数为 2。

5．分数槽绕组的短距系数及分布系数

从 2-13 式知道短距系数 $k_{y1}=\cos\frac{\beta}{2}$。$\beta=\left(\frac{\tau-y}{\tau}\right)180°=\left(1-\frac{y}{\tau}\right)180°$。在本例中 $y=3$，$\tau=3.75$，因此可求得 $\beta=\left(1-\frac{3}{3.75}\right)\cdot 180°=36°$，$k_{y1}=\cos\frac{36°}{2}=0.95$。

分布系数，由图 2-33 右图可以看出，各相绕组每一单元中的 5 个线圈的电势相量是不同相位的，它们均匀地分布在 60° 的范围内，相邻两相量的相位差为 $\alpha'=\frac{60°}{5}=12°$。因而 $q=b+\frac{c}{d}=\frac{bd+c}{d}=\frac{5}{4}$ 的分数槽绕组，相当于每极每相槽数为 $q'=bd+c=5$、相邻两电势相量的相位差为 $\alpha'=\frac{60°}{q'}=\frac{60°}{5}=12°$ 的整数槽分布绕组，所以分布系数

$$k_{q1}=\frac{\sin\frac{q'\alpha'}{2}}{q'\sin\frac{\alpha'}{2}}=\frac{\sin\frac{5\times 12°}{2}}{5\sin\frac{12°}{2}}=0.957$$

这里 q' 是分数槽绕组的等效每极每相槽数，它大于实际的每极每相槽数 q。在计算分布系数时可认为每极每相有 q' 个槽，同时槽间角 α 要用相邻的相量夹角 α' 代替。

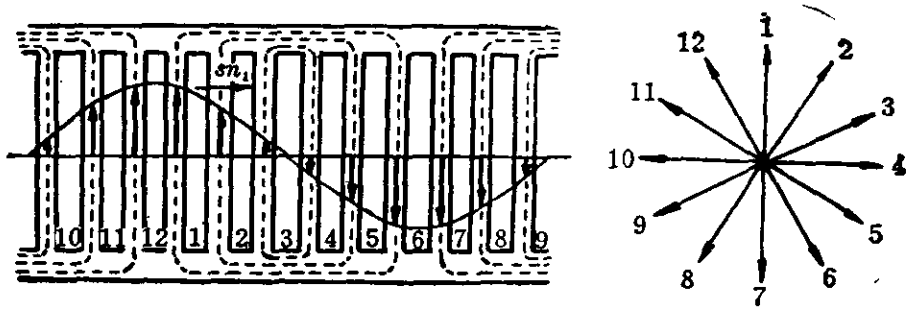
§2-6　鼠笼式转子绕组

前面分析的各种三相绕组，都有确定的极数，例如 2 极绕组或 4 极绕组。鼠笼式转子绕组的极数是多少呢？它的相

数、每相匝数和绕组系数又是多少？本节中将分析这些问题。

一、鼠笼绕组的相数

鼠笼绕组是一个对称的多相绕组。要确定它的相数，必须首先分析各个转子导条中的电流情况。因为，在同一相绕组中的电流相位应是相同的。



(a)　　(b)

图　2-35

图 2-35(a) 是一个鼠笼转子的展开图。如果一个正弦分布的旋转磁场切割转子导条，则每根导条中的感应电势与切割到的磁通密度成正比，其大小随时间作正弦变化。由于鼠笼绕组的 Z_2 根导条均匀地分布在转子圆周上，相邻的两根导条在磁场中便相隔 $\alpha=\frac{p\cdot 360^\circ}{Z_2}$ 电角度。图 2-35 中鼠笼转子的导条数 $Z_2=12$，它处于一个 2 极的旋转磁场下，于是两导条在磁场中相距 $\alpha=\frac{1\times 360^\circ}{12}=30^\circ$ 电角度，相邻导条中的感应电势在时间上的相位差也是 $\alpha=30^\circ$。由于鼠笼绕组中的导条都被铁心两端的端环所短路，因此当导条中存在电势时便有电流流过，假设转子电路是纯电阻性的，即导条中的电势与电流同相位，各导条中电流的流通情况便如

图 2-35(a) 中虚线所示。由于导条中的电势相位依次相差 α 电角度，各导条中的电流相位也依次相差 α 角，其相量图如图 2-35(b)。这样鼠笼转子就构成一个 Z_2 相的对称绕组，也就是说，鼠笼转子的相数等于转子的导条数 Z_2，即 $m_2 = Z_2$。

二、鼠笼绕组的每相匝数及绕组系数

鼠笼绕组的相数 $m_2 = Z_2$，即每相只有一根导条。也就是说鼠笼转子每相只有半匝，即 $w_2 = \frac{1}{2}$。既然每相只有一根导条，就不存在分布及短距的问题，它的分布系数和短距系数都等于 1，所以鼠笼转子的绕组系数 $k_{w2} = 1$。

三、鼠笼转子绕组的极数

图 2-35(a) 画出了定子 2 极旋转磁场在鼠笼转子各导条中感应的电势及电流情况。从图可见导条 10、11、12、1、2、3 切割正半波磁通，其电势及电流方向用向上的箭头表示，在图 2-36 中假定这 6 根导条的电流是流入纸面，用⊕表示。在图 2-35(a)中，导条 4～9 切割负半波磁通，电势及电流的方向用向下的箭头表示，在图 2-36 中相应地用⊙表示。从图上的电流分布情况可以明显看出，此时鼠笼转子绕组产生的也是一个两极磁场。

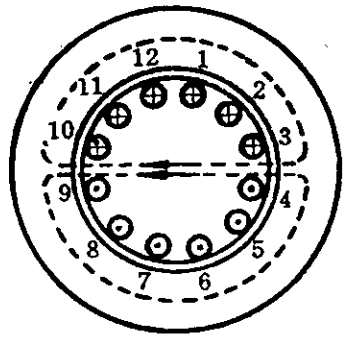
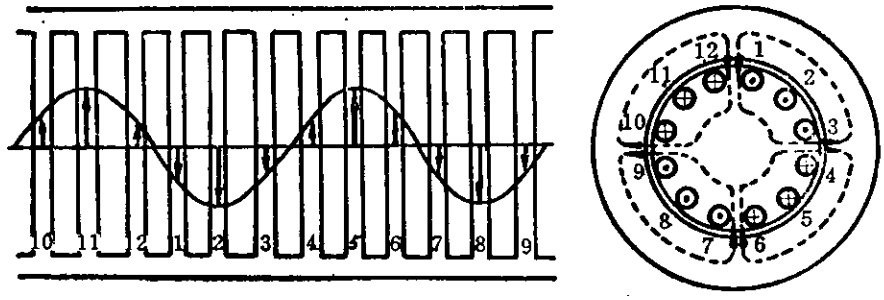


图 2-36

如果一个 4 极的定子旋转磁场切割鼠笼转子，转子导条中的感应电势及电流的分布情况便如图 2-37 所示，



(a) (b)

图 2-37

由图可见，这时鼠笼转子电流产生的也是 4 极磁场。

可见，两极旋转磁场切割鼠笼绕组时，鼠笼转子电流产生两极磁场，而当 4 极旋转磁场切割鼠笼绕组时，鼠笼转子电流便产生 4 极磁场。因此鼠笼转子绕组本身没有固定的极数，它的极数总是与定子绕组的极数相同。

小　结

电机中发生的电磁过程，如定子绕组中通过电流产生旋转磁场，磁通切割绕组产生感应电势，旋转磁场与转子绕组中的感应电流相互作用而产生电磁转矩，都与绕组密切相关，因此绕组是电机中的关键部件。本章首先从绕组中通过电流产生磁场出发，阐述了三相绕组的构成原则。只要保持三相绕组各相导体在定子槽中的分布不变以及导体中的电流流向不变，不论各导体间的端部连接次序怎样，它们产生的磁场是相同的。因而在各相导体分布规律相同的条件下出现了不同型式的绕组。实际应用时，在考虑下线及接线工艺方便的前提下，尽量采用耗费材料少的绕组型式。目前，容量

在 10 千瓦以下的异步电动机，$q=2$ 的采用单层链式绕组，$q=3$ 的采用单层交叉链式绕组，$q=4$ 的采用交叉同心式绕组。当电动机容量较大时，通常采用双层短距迭绕组以改善电机的性能。

本章中导出了定子绕组的感应电势公式 $E_1=4.44fw_1\phi_1 k_{q1}k_{y1}\cdot10^{-8}$(伏)，其中 k_{q1} 与 k_{y1} 分别为分布系数及短距系数。采用分布短距绕组后，在同样的磁通 ϕ_1 时虽使绕组电势稍有减小，但它可使绕组产生的磁势接近正弦分布（见§3—1），对异步电动机的性能有利。上述电势公式在电机的性能分析以及定子绕组匝数计算中都要用到，是一个重要的基本公式，应牢固掌握。

电势星形图是帮助我们理解和掌握绕组连接规律的有效方法。在组成三相绕组时，必须使三相感应电势对称，并尽可能节约导线。我们可应用电势星形图来确定每相绕组应由哪些导体（或线圈）组成。对于 60° 相带绕组，我们只要把电势星形图划分为六个 60° 的区域，并依次标以 A、Z、B、X、C、Y。A 和 X、B 和 Y、C 和 Z 区域中的导体（或线圈）分别属于 A、B、C 相绕组。属于各相绕组的导体（或线圈）确定后，只要依照电势相加增大而不是削弱的原则进行连接，不论连接的次序如何，每相绕组的电势是一定的。因而单层绕组应尽量采用端部较短的连接方法以节省导线。利用电势星形图还可分析较复杂的绕组（例如分数槽绕组）的连接规律。

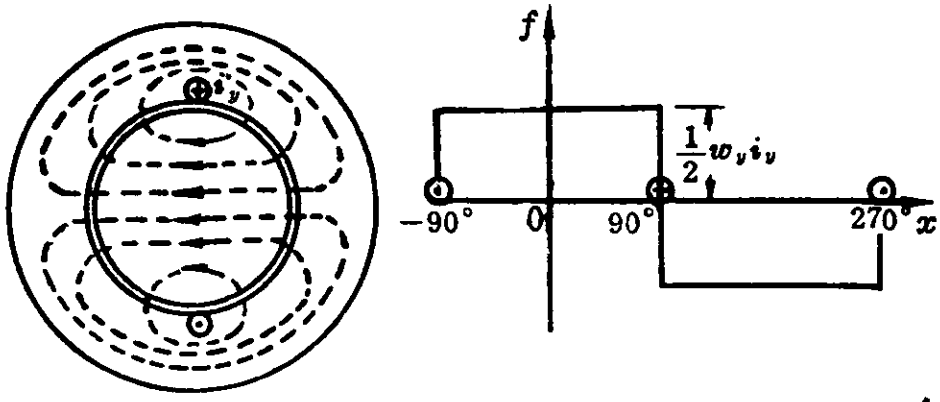
第三章　异步电动机的磁势、磁路与修理中的简易计算

旋转磁场是异步电动机工作的基础。磁场是由磁势① 产生的。本章将分析三相基波旋转磁势的性质及数量计算，介绍异步电动机的主磁通、漏磁通的概念以及磁路、定子绕组和激磁电流的简略计算等内容。

§3-1　单相绕组的磁势

一、整距集中线圈的脉振磁势

图 3-1(*a*)是一台两极电机的示意图。定子及转子铁心是同心的圆柱体，所以定、转子间的气隙是均匀的。为简明



(*a*)　　(*b*)

图　3-1

①电机学中的“磁势”即物理学中的“磁通势”，而不是静磁学中的磁势。

起见，我们只在定子上画出一相的整距集中线圈。当线圈中通过电流时，便产生一个两极磁场。按照右手螺旋定则，磁场方向如图中箭头所示。从实验知道，磁场的强弱与线圈的匝数及在其中流过的电流有关。线圈中的电流 i_y 愈大或线圈的匝数 w_y 愈多，则产生的磁场便愈强。也就是说，磁场的强弱决定于线圈的匝数与线圈中电流的乘积 $w_y i_y$，我们把 $w_y i_y$ 称为磁势。正象电路中电动势是产生电流的原动力一样，磁势是产生磁通，建立磁场的原因。磁势的单位是安培匝数（简称安匝）。与电流在电路中流过时要遇到阻力（电阻）并产生电压降落的情况相似，磁通在流通的途径中同样要遇到阻力（磁阻），并产生磁压降落。根据磁路的基尔霍夫第二定律，在磁通流过的整个闭合磁路中，总的磁压降落刚好等于作用于该磁路途径中的磁势，即等于磁力线所包围的全部安培匝数 $w_y i_y$。

由图 3-1（a）可以看出，图中每一条磁力线包围的安培匝数都是 $w_y i_y$，所以作用在任何一条磁力线回路中的磁势都是 $w_y i_y$。从图中还可以看出，每一条磁力线都要通过定子铁心、转子铁心并两次穿过气隙。铁磁材料的磁阻比空气的磁阻小得多，假如略去定、转子铁心中的磁阻，则磁势 $w_y i_y$ 便全部消耗在两个气隙中，任一磁力线在每个气隙中消耗的磁势都是 $\frac{1}{2} w_y i_y$，所以沿气隙圆周的磁势为均匀分布。把图 3-1（a）展开后便得图 3-1（b）所示的磁势波形，它在空间的分布为一矩形波，矩形波的高度 $f_y = \frac{1}{2} w_y i_y$ 安匝/极。假如线圈中的电流 i_y 是稳恒电流，它的数值和方向都恒定不

变，矩形波磁势的高度也将恒定不变。然而在异步电动机线圈中流过的是交变电流（$i_y=\sqrt{2}I_y\cos\omega t$），电流的大小和方向都随时间而变化，因此矩形波磁势的高度也将随时间而变化，即

$$f_y=\frac{1}{2}w_y i_y=\frac{1}{2}\sqrt{2}w_y I_y\cos\omega t=F_y\cos\omega t \qquad (3\text{-}1)$$

$$F_y=\frac{1}{2}\sqrt{2}w_y I_y\ (\text{安匝/极}) \qquad (3\text{-}2)$$

F_y 是矩形波磁势的最大高度。

由式 3-1 可以看出，在一个整距集中线圈里通过正弦变化的交流电时，它所产生的矩形波磁势的幅值将随着时间作正弦变化。当 $\omega t=0$，电流达最大值时，矩形波的高度也达最大值 F_y；当 $\omega t=90°$，电流为零时，矩形波的高度也为零；当电流为负值时，磁势也随着改变方向。矩形磁势波随时间变化的关系如图 3-2 所示。由图 3-2 可以看出：在任何瞬间，磁势在空间的分布为一矩形波；在空间的任何一点，磁势的大小随时间 t 按正弦规律脉振。我们称这种在空间位置固定，而大小随时间变化的磁势为脉振磁势。

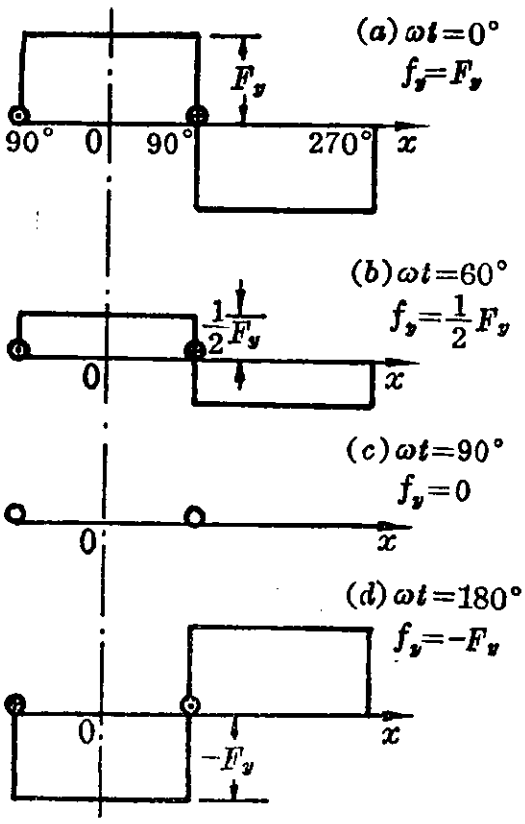
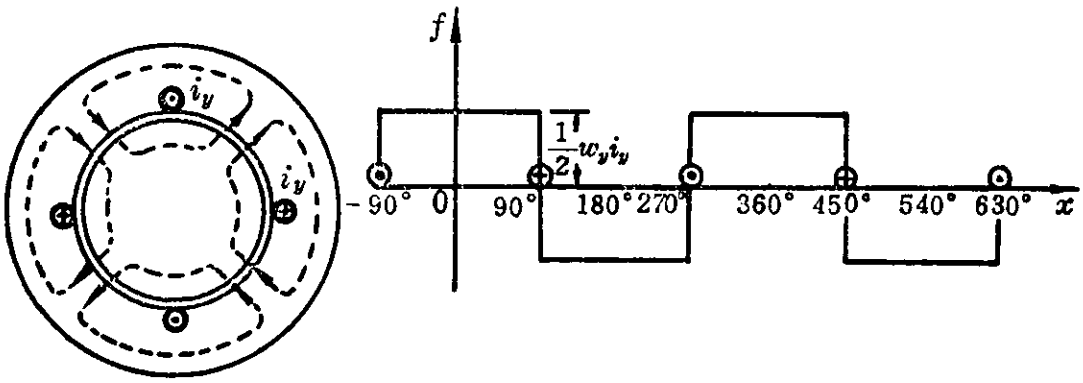


图 3-2

在电机极数增加时，产生磁势的情况怎样呢？我们以图1-4所示的四极电机为例来说明。在图3-3(a)中只画出其中一相(A相)的线圈，当线圈中通过电流i_y时，便产生4极磁场如图中虚线所示。若每个线圈的匝数为w_y，每条磁力线回路所包围的安培匝数仍为$w_y i_y$。如果忽略铁的磁阻，每个气隙中所消耗的磁势仍是$\frac{1}{2}w_y i_y$，与前面分析的两极电机的情况相同，其差别仅是极数增多一倍。对于多极电机，由于各对极的情况相同，所以只要分析一对极就可以了，分析的方法与两极电机完全一样。



(a)　　(b)

图　3-3

二、矩形波磁势的谐波分析法

从上面的分析知道，一个整距线圈产生的是矩形波磁势。假如我们直接利用矩形波磁势去分析一台电机产生的总磁势，会遇到很多的不方便。例如图2-12所示的每极每相槽数$q=3$的单层等元件式绕组，A相绕组的每个线圈组由3个整距线圈串联而成，各相邻线圈在空间依次相隔槽距$\alpha=20°$电角度，因此各个线圈所产生的矩形波磁势在空间

也依次相差 $\alpha=20°$ 电角度，把它们逐点相加后所得到的合成波形是阶梯形波，如图 3-4 中的粗实线所示。如果线圈数不同，合成波形也不同。这样，就使分析比较复杂，并且不能用一个简单的数学式子来进行分析。

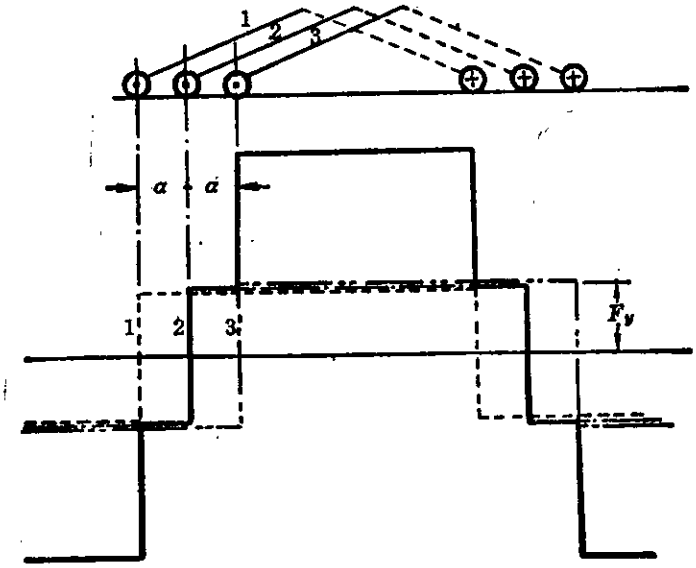


图 3-4

为了简化分析，在生产实践中人们创造了一种方法，即谐波分析法。所谓谐波分析法就是先把一个周期变化的非正弦曲线分解成一系列不同周期的正弦曲线，例如将上面所述的矩形波磁势分解成一系列具有不同周期的正弦曲线波。当几个矩形波磁势迭加时，我们可以先把它们分解成一系列的正弦曲线，然后分别把周期相同的进行相加或相减。具有相同周期的正弦曲线波相加或相减后的合成曲线波仍是正弦曲线波，这给分析计算带来很大的方便。怎样把一个矩形波磁势分解成一系列在空间按正弦规律分布的谐波磁势呢？为了说明这个问题，我们先看由 3 个不同周期和幅值的正弦曲线相加的情况。如图 3-5 所示，图中曲线①、②、③的幅

值与周期的关系是：曲线②的幅值是曲线①的$\frac{1}{3}$，变化周期数是曲线①的3倍；曲线③的幅值是曲线①的$\frac{1}{5}$，变化周期数是曲线①的5倍。把曲线①、②、③相加，便得到非正弦的合成曲线波形。反之，若有一个曲线的波形如图3-5中的合成曲线，那么我们就可以把它分解成3个不同周期及幅值的正弦曲线①、②、③。我们把曲线①称为合成曲线的基波；曲线②为3次谐波；曲线③为5次谐波。

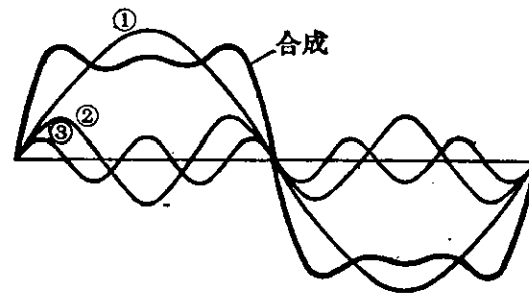


图 3-5

一个矩形波同样可以分解成一系列不同周期的正弦曲线。利用数学（富氏级数）的分析方法可以知道，一个矩形波可以分解成正弦波形的基波以及3、5、7、9…无数个奇次谐波。基波的幅值是矩形波高度的$\frac{4}{\pi}$倍。第ν次（$\nu=1$、3、5、7、9…）谐波曲线的幅值是基波的$\frac{1}{\nu}$，变化周期数是基波的ν倍。

一个整距线圈产生的磁势沿气隙圆周是按矩形波分布，因而可以分解为基波磁势和3、5、7…ν次谐波磁势。第3、5…次谐波磁势的幅值分别为基波幅值的$\frac{1}{3}$、$\frac{1}{5}$…，3、5…次谐波磁势的极数分别为基波极数的3、5…倍，如图3-6所示。当矩形波磁势的高度达最大值F_ν时，基波磁势的幅值

也达最大值 F_{y1}，

$$F_{y1}=\frac{4}{\pi}F_y=\frac{4}{\pi}\cdot\frac{\sqrt{2}I_y w_y}{2}=0.9I_y w_y(\text{安匝/极})\quad(3\text{-}3)$$

第三次谐波磁势的极数是基波的 3 倍，它的极距是基波磁势极距的$\frac{1}{3}$，其幅值是基波的$\frac{1}{3}$，因此三次谐波磁势的幅值

$$F_{y3}=\frac{1}{3}F_{y1}=\frac{1}{3}0.9I_y w_y(\text{安匝/极})\quad(3\text{-}4)$$

同样，5 次谐波磁势的极距是基波的$\frac{1}{5}$，其幅值也是基波的$\frac{1}{5}$。

$$F_{y5}=\frac{1}{5}F_{y1}=\frac{1}{5}0.9I_y w_y(\text{安匝/极})\quad(3\text{-}5)$$

……

$$F_{y\nu}=\frac{1}{\nu}F_{y1}=\frac{1}{\nu}0.9I_y w_y\ (\text{安匝/极})\quad(3\text{-}6)$$

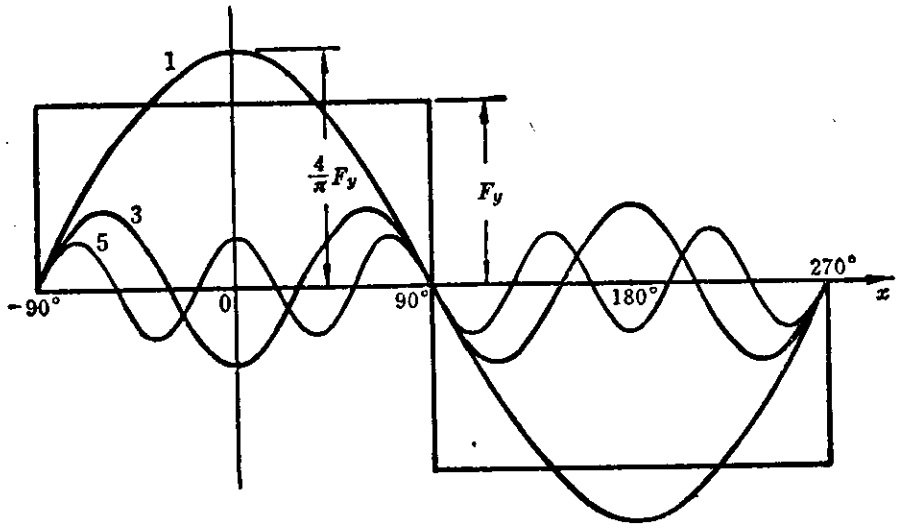


图 3-6

取线圈的中心线为纵座标轴，基波磁势的幅值便位于 $x=0$ 处，如图 3-6 所示。基波磁势的幅值（$F_{y1}\cos\omega t$）随着电流而变化，在任意点 x 处的基波磁势

$$f_{y1}=F_{y1}\cos x\cos\omega t \qquad (3-7)$$

根据式 3-7，可以画出基波磁势在不同瞬间的波形，如图 3-7 所示。从图中可以知道：从空间上看，基波磁势的位置固定不动，并且在任何瞬间都按 $\cos x$ 的规律分布；从时间上看，任何一点的磁势的高度都按照 $\cos\omega t$ 变化，所以一个线圈产生的基波磁势是一个脉振磁势。

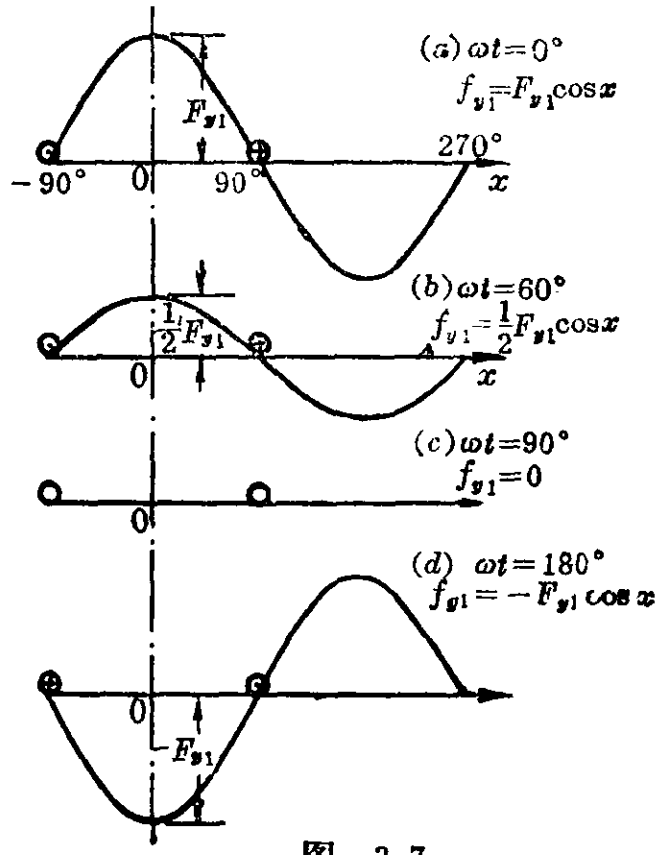


图 3-7

在一个单相整距集中绕组中通过交变电流时所产生的基波及各次谐波磁势，它们的波幅位置在空间都固定不变，而波幅的大小则随着绕组中的电流 $i=I_m\cos\omega t$ 以相同的频率脉振，它们都是脉振磁势。因此 ν 次谐波磁势与基波磁势的区别，只是极数增为 ν 倍，幅值减小到 $\frac{1}{\nu}$。对于基波磁势而言，在极距 τ 范围内包含一个极，相当于 180° 电角度，但对 3 次谐波而言，在一个基波极距的范围内，就有了 3 个极，

所以就包含了 $3\times180°$ 电角度。因此对基波而言，距离纵座标轴为 x 电角度处，对 3 次谐波而言，则为 $3x$ 电角度，对 ν 次谐波而言，则为 νx 电角度。于是对于图 3-6 中任一点 x 处的磁势可以写成

$$f_\varphi(x、t)=[F_{\varphi1}\cos x-F_{\varphi3}\cos 3x+F_{\varphi5}\cos 5x-F_{\varphi7}\cos 7x+\cdots\cdots]\cos\omega t \quad (3\text{-}8)$$

式中在 3 次谐波这一项前面取负号，而在 5 次谐波前取正号，原因是：当通入正电流时，在 $x=0$ 处 3 次谐波磁势的波幅为负值，与基波磁势的相反，而 5 次谐波磁势的幅值为正，与基波的振幅方向一致。

三、整距分布绕组的磁势及分布系数

在实际的异步电动机中通常都不用集中绕组，而是采用分布绕组，每极每相槽数 $q>1$。例如图 3-4 的单层整距绕组 $q=3$，每个线圈组由 3 个线圈组成，由于相邻线圈之间的位移角是槽距 α 电角度，每个线圈产生的矩形波磁势在空间也相差 α 电角度。现在把各矩形波都分解成基波及一系列谐波，则各基波之间在空间的位移角也是 α 电角度，如图 3-8(a) 所示。把 q 个线圈的基波磁势逐点相加，便

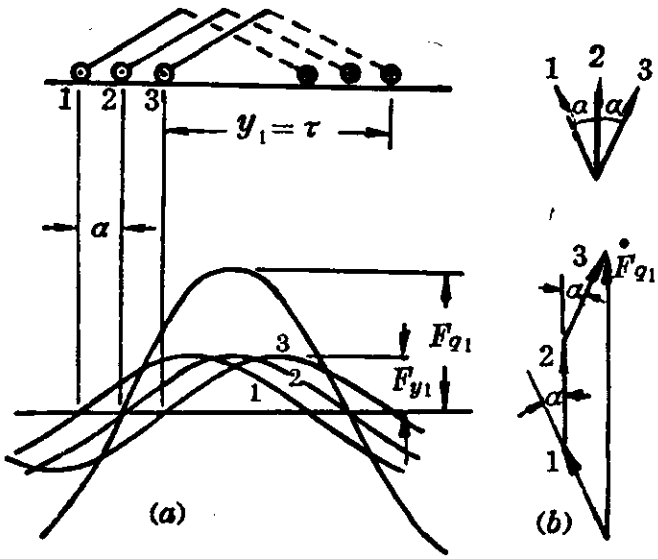


图 3-8

可求得它们的合成基波磁势，其幅值为 F_{q1}。从图 3-8（a）可知，分布绕组时，q 个线圈产生的合成基波磁势必略小于这些线圈集中在一起时产生的磁势。

由于基波磁势在空间按正弦分布，故可用相量来表示。这些相量的长度代表各个基波磁势的幅值，而各相量之间相隔的角度就是基波磁势在空间的位移角 α，把这 q 个相量相加便得到如图 3-8（b）所示的磁势相量图。它与分布绕组求合成电势的相量图（图 2-32）相同。因而可沿用求合成电势的方法，得到 q 个线圈的基波合成磁势的振幅为

$$F_{q1}=qF_{y1}k_{q1}=0.9I_yqw_yk_{q1}\ （安匝/极）\qquad (3\text{-}9)$$

式中 k_{q1} 是基波磁势的分布系数，

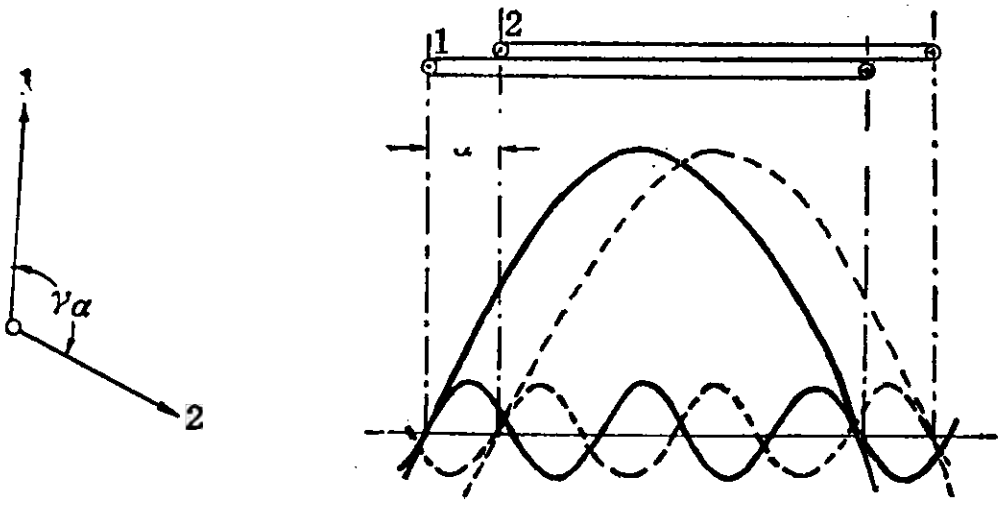
$$k_{q1}=\frac{\sin\frac{q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\alpha}{2}},$$

与式 2-20 所示的电势分布系数完全相同。

两个相邻线圈 1 和 2 所产生的基波磁势在空间相隔槽距 α 电角度（见图 3-9），这一槽距角对 ν 次谐波而言就相当于 $\nu\alpha$ 电角度。当用空间相量表示时，每个相量之间的距离是 $\nu\alpha$，如图 3-9（a）所示。与基波的矢量图比较，差别只是用 $\nu\alpha$ 代替了 α，因此可得 ν 次谐波磁势的分布系数

$$k_{q\nu}=\frac{q\text{ 个线圈分布时产生的 }\nu\text{ 次谐波磁势}}{q\text{ 个线圈集中时产生的 }\nu\text{ 次谐波磁势}}$$

$$=\frac{\sin\frac{\nu q\alpha}{2}}{q\sin\frac{\nu\alpha}{2}}\qquad (3\text{-}10)$$



(*a*)　　图 3-9　　(*b*)

为了便于比较，在表 3-1 中列出了 60° 相带绕组的基波及谐波磁势的分布系数，从表中可以看到，采用分布绕组后基波磁势虽略有减小，但高次谐波磁势的分布系数却小得更多。因此，分布绕组可以有效地削弱高次谐波磁势，使异步电动机中的磁势波形接近正弦波。

表 3-1

	k_{p1}	k_{p3}	k_{p5}	k_{p7}	k_{p9}	k_{p11}	k_{p13}
$p=1$	1	1	1	1	1	1	1
2	0.966	0.707	0.259	0.259	0.707	0.966	0.966
3	0.960	0.667	0.217	0.177	0.333	0.177	0.217
4	0.958	0.654	0.205	0.158	0.270	0.126	0.126
5	0.957	0.646	0.200	0.149	0.247	0.110	0.102
6	0.957	0.644	0.197	0.145	0.236	0.102	0.092

分布绕组可以改善磁势波形的理由也可以用图 3-9 (*b*) 来说明。图中两个相距 α 电角度的线圈，它们所产生的基波

及 5 次谐波磁势分别用实线及虚线来表示。显然，两个基波磁势之间的距离是 α，相隔很近，相加之后合成磁势较大，而两个 5 次谐波磁势之间相隔 5α 电角度，相隔较远，磁势大部分被抵消，相加后的合成磁势很小。所以线圈分布后谐波磁势被大大削弱。

四、双层短距绕组的磁势及短距系数

图 3-10 表示的是一台三相 2 极 18 槽电机的 A 相绕组的线圈分布。由于每极每相槽数 $q=\frac{18}{3\times 2}=3$，所以每个线圈组由三个线圈串联组成，第一个线圈组由线圈 1、2、3 组成。现采用短距绕组，极距 $\tau=9$ 槽，$y=\frac{8}{9}\tau=8$ 槽，因此线圈 1 由槽 1 的上层导体及槽 9 的下层导体组成，线圈 2 及 3 分别由槽 2 及 3 的上层导体与槽 10、11 中的下层导体连接而成。第二线圈组由线圈 10、11、12 串联组成，它们分别由槽 10、11、12 中的上层导体与槽 18、1、2 中的下层导体组成。

在前面我们已经知道，从绕组中通过电流产生磁场的观点看，磁势的大小及波形只取决于导体的分布情况以及导体中电流的大小和方向，而与导体之间的连接次序无关。为了分析问题方便，可以认为槽 1、2、3 与槽 10、11、12 中的上层导体组成了一个 $q=3$ 的整距线圈组；而槽 9、10、11 与槽 18、1、2 中的下层导体又组成了另一个 $q=3$ 的整距线圈组。这两个线圈组在空间相隔的角度正好等于线圈所缩短的电角度 β（本例中，线圈的节距比极距 τ 缩短了一个槽

距，即缩短了$\frac{1}{9}\tau$，$\tau=180°$，所以$\beta=\frac{1}{9}\times180°=20°$电角度）。上层及下层线圈组产生的基波磁势幅值可利用式3-9求得。由于两个线圈组在空间相隔β电角度，因而这两个线圈组产生的基波磁势在空间相位上也彼此相差β电角度。如果把这两个基波磁势用相量表示，则可以将这两个相量分别画在两个线圈组的轴线上，这时它们之间的夹角刚好是β电角度，如图3-10所示。

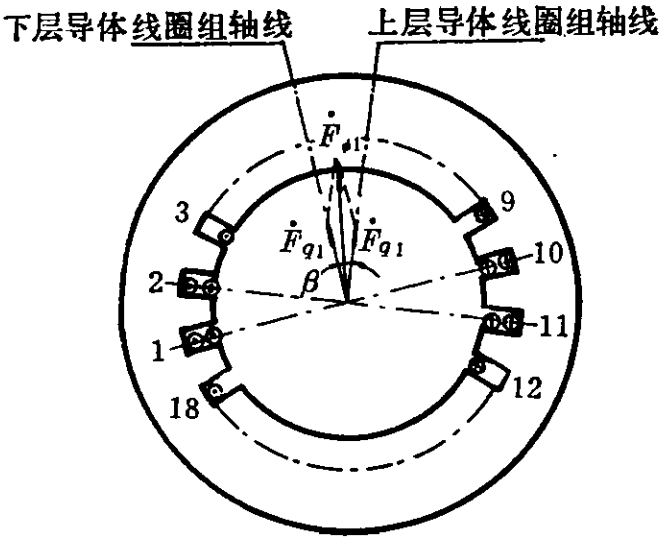


图 3-10

于是它们的合成磁势

$$F_{\varphi 1}=2F_{q1}\cos\frac{\beta}{2}=2F_{q1}k_{y1}$$

$$=0.9I_y(2qw_y)k_{q1}k_{y1}\ (\text{安匝/极}) \qquad (3\text{-}11)$$

式中$k_{y1}=\cos\frac{\beta}{2}$基波磁势的短距系数，它与感应电势短距系数的计算公式相同。

为了使公式在实际使用时更为简便，一般在公式中都用

每相电流 I 及每相串联匝数 w_1 来表示。I_y 是线圈中流过的电流，也就是每条支路中的电流，如果绕组的支路数为 a，则 $I_y=\frac{I}{a}$。由式 2-25 知道，双层绕组中每相串联匝数 $w_1=\frac{2pqw_y}{a}$，整理后可得 $2qw_y=\frac{aw_1}{p}$。把上述关系代入式 3-11，于是基波合成磁势的幅值

$$F_{\varphi 1}=0.9\frac{I}{a}\cdot\frac{aw_1}{p}k_{q1}k_{y1}=0.9\frac{Iw_1}{p}k_{w1}\ (\text{安匝/极}) \tag{3-12}$$

式中 $k_{w1}=k_{q1}k_{y1}$ 是基波磁势的绕组系数，与第二章中讲的电势的绕组系数相同。

单相绕组产生的基波磁势仍是一个脉振磁势，基波磁势幅值的位置与绕组的轴线重合，磁势的幅值在时间上按照绕组中电流的变化规律而脉振，即

$$f_{\varphi 1}=F_{\varphi 1}\cos x\cos\omega t \tag{3-13}$$

对于基波磁势而言，线圈缩短了 β 电角度，对 ν 次谐波而言，则相当于缩短了 $\nu\beta$ 电角度，因而求 ν 次谐波的短距系数 $k_{y\nu}$ 时只要用 $\nu\beta$ 代替 β，

$$k_{y\nu}=\frac{\text{短距绕组产生的 }\nu\text{ 次谐波磁势}}{\text{整距绕组产生的 }\nu\text{ 次谐波磁势}}=\cos\frac{\nu\beta}{2} \tag{3-14}$$

由上式可知，如果选择适当的节距使 $k_{y\nu}=0$，则 ν 次谐波磁势便为零。根据式 3-14，使 $k_{y\nu}=0$ 的条件是 $\frac{\nu\beta}{2}=90°$，或 $\beta=\frac{1}{\nu}180°$。因此当线圈节距缩短 $\frac{1}{\nu}180°$ 电角度时（用极距表示时 $\beta=\frac{\tau}{\nu}$），便能消除 ν 次谐波。例如我们希望消除

5 次谐波，则线圈的节距应比整距时缩短 $\beta=\frac{1}{5}\tau$，即 $\beta=\frac{1}{5}\times180^\circ=36^\circ$ 电角度。此时 $k_{y5}=\cos\frac{5\beta}{2}=0$，5 次谐波磁势便被消除了。

表 3-2 中列出了不同节距时的短距系数

表 3-2

$\frac{y}{\tau}$	1	$\frac{8}{9}$	$\frac{5}{6}$	$\frac{7}{9}$	$\frac{3}{4}$	$\frac{2}{3}$
k_{y1}	1	0.985	0.966	0.94	0.924	0.866
k_{y3}	1	0.866	0.707	0.5	0.383	0
k_{y5}	1	0.643	0.259	0.174	0.383	0.866
k_{y7}	1	0.342	0.259	0.766	0.924	0.866
k_{y9}	1	0	0.707	1.0	0.924	0
k_{y11}	1	0.342	0.966	0.766	0.383	0.866
k_{y13}	1	0.643	0.966	0.174	0.383	0.866

在三相异步电动机中三次谐波的合成磁势为零（见§3-3），因而主要考虑削弱 5 次及 7 次谐波磁势。至于更高次的谐波磁势，由于它们的幅值较小，影响也较小。从表 3-2 可知当 $y=\frac{5}{6}\tau$ 时，5 次及 7 次谐波磁势的短距系数都很小，所以在三相电机中线圈的节距常取 $y\approx\frac{5}{6}\tau$，使 5 次及 7 次谐波磁势被显著削弱。

采用分布短距绕组后，每相绕组的基波磁势的幅值为

$$F_{\varphi 1}=0.9\frac{Iw_1}{p}k_{q1}k_{y1} \tag{3-15}$$

高次谐波磁势的幅值

$$F_{\varphi \nu}=\frac{1}{\nu}0.9\frac{Iw_1}{p}k_{q\nu}k_{y\nu} \tag{3-16}$$

可见当采用适当的短距及分布绕组时，基波磁势虽略有减小，而谐波磁势却被大大削弱，使总的磁势波形得到改善，接近于正弦形。所以容量较大的异步电动机通常都采用双层短距绕组。

§3-2 三相基波旋转磁势

三相绕组是由三个单相绕组所组成，这三个单相绕组分别产生脉振磁势，要了解它们的合成磁势，首先必须分析这三个单相脉振磁势的性质。

(1) 三相对称电流的幅值相等，而相位互差120°，即

$$i_a=I_m\cos\omega t$$

$$i_b=I_m\cos(\omega t-120^\circ)$$

$$i_c=I_m\cos(\omega t-240^\circ)$$

由上节可知，这三个电流各自产生的磁势都是脉振的，这三个脉振磁势在随时间变化的关系上，依次存在120°的相位差。

(2) 三个单相绕组的轴线在空间依次相隔120°电角度，所以它们各自产生的基波磁势在空间的分布也依次相隔120°电角度。

根据上述两个特点，我们可以分别写出三个单相基波磁

势的方程式。

首先分析 A 相绕组中流过电流 i_a 时的磁势情况。在图 3-11 (a) 中，取 A 相绕组的轴线为纵座标轴，A 相绕组产生的基波磁势幅值在 A 相绕组的轴线上，即在 $x=0$ 处，并且它的幅值随 i_a 的变化规律而脉振。所以 A 相的基波磁势为

$$f_{A1}=F_{\varphi 1}\cos x\cos \omega t \qquad (3-17)$$

式中

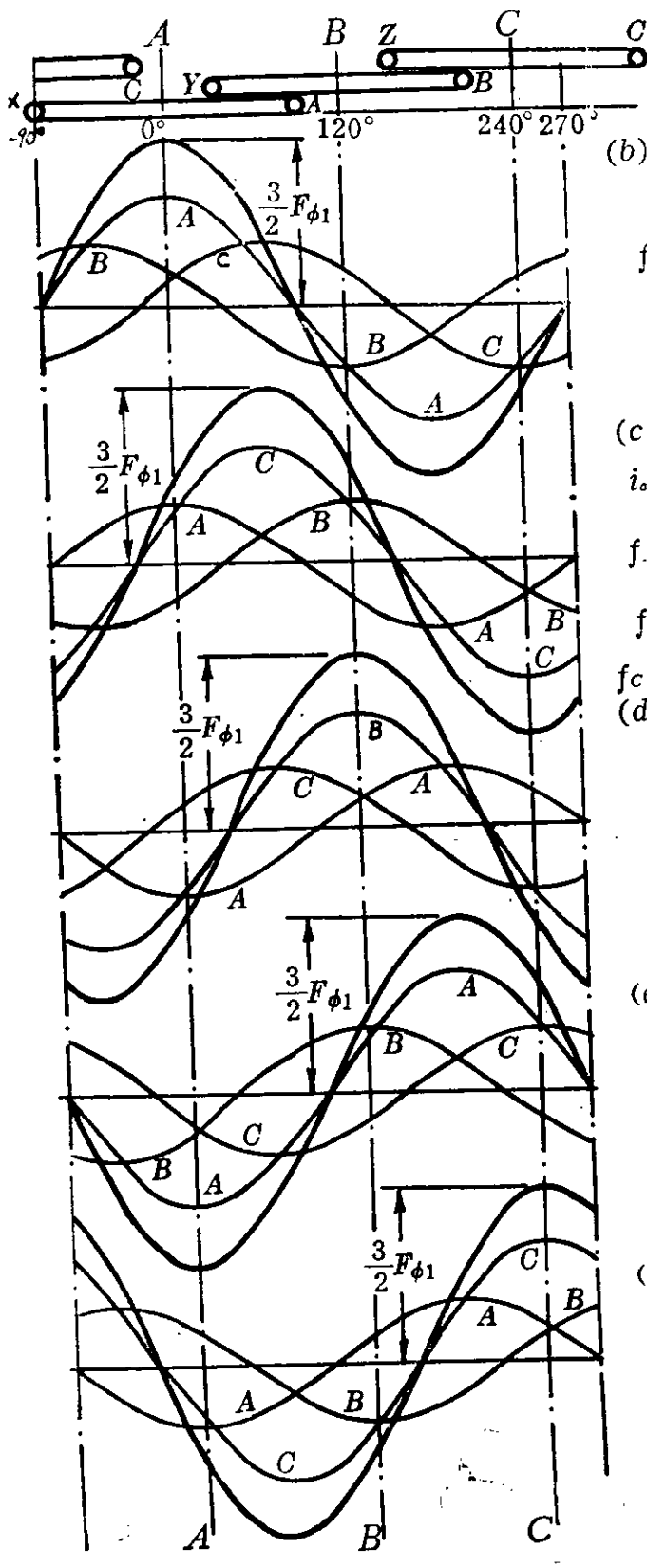
$$F_{\varphi 1}=0.9\frac{Iw_1}{p}k_{w1}$$

在图 3-11 (b) 中画出了 $\omega t=0$，$i_a=I_m\cos 0^\circ=I_m$ 时，$f_{A1}=F_{\varphi 1}\cos x$ 的分布曲线。从图 3-11(b)可以看出，在$x=0$ 处 A 相磁势的幅值达到最大值 $F_{\varphi 1}$。从式 3-17 可知，当时间变化时，A 相磁势幅值的位置始终固定在 $x=0$ 处，但它的大小按照 $\cos\omega t$ 的规律变化。如在图 3-11 (c) 中，当 $\omega t=60^\circ$ 时，$\cos\omega t=\frac{1}{2}$，于是 A 相磁势的幅值等于$\frac{1}{2}F_{\varphi 1}$，但其位置仍在 $x=0$ 处。

B 相绕组在空间相对 A 相绕组移过 120°，所以 B 相绕组的轴线位于 $x=120^\circ$ 电角度处。B 相绕组的基波磁势幅值位于 B 相绕组的轴线上，必须用 $\cos(x-120^\circ)$ 来表示 B 相磁势的空间分布波形，因为当 $x=120^\circ$ 电角度时，

$$\cos(x-120^\circ)=\cos(120^\circ-120^\circ)=\cos 0^\circ=1,$$

则表示该曲线的幅值位于 $x=120^\circ$处。磁势的幅值在时间上随电流 $i_b=I_m\cos(\omega t-120^\circ)$ 的变化规律而脉振，所以 B 相绕组的基波磁势为



(b) $\omega t = 0 \quad i_a = I_m$

$$i_b = i_c = -\frac{I_m}{2}$$

$$f_{A1} = F_{\varphi 1}\cos x$$

$$f_{B1} = -\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-120°)$$

$$f_{C1} = -\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-240°)$$

(c) $\omega t = 60° \quad i_c = -I_m,$

$$i_a = i_b = \frac{I_m}{2}$$

$$f_{A1} = +\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos x$$

$$f_{B1} = +\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-120°)$$

$$f_{C1} = -F_{\varphi 1}\cos(x-240°)$$

(d) $\omega t = 120° \quad i_b = I_m,$

$$i_a = i_c = -\frac{I_m}{2}$$

$$f_{A1} = -\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos x$$

$$f_{B1} = F_{\varphi 1}\cos(x-120°)$$

$$f_{C1} = -\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-240°)$$

(e) $\omega t = 180° \quad i_a = -I_m,$

$$i_b = i_c = \frac{I_m}{2}$$

$$f_{A1} = -F_{\varphi 1}\cos x$$

$$f_{B1} = \frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-120°)$$

$$f_{C1} = \frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-240°)$$

(f) $\omega t = 240° \quad i_c = I_m,$

$$i_a = i_b = -\frac{I_m}{2}$$

$$f_{A1} = -\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos x$$

$$f_{B1} = -\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-120°)$$

$$f_{C1} = F_{\varphi 1}\cos(x-240°)$$

图 3-11

$$f_{B1} = F_{\varphi 1}\cos(x-120°)\cos(\omega t-120°) \qquad (3\text{-}18)$$

同理，c 相绕组的基波磁势为：

$$f_{C1} = F_{\varphi 1}\cos(x-240°)\cos(\omega t-240°) \qquad (3\text{-}19)$$

根据式 3-17、3-18、3-19 就可以求得三相合成磁势。先用作图法来求：选定几个瞬间，把三相脉振磁势曲线画出来，然后相加。例如：当 $\omega t=0$ 时，$i_a=I_m$，$i_b=-\frac{1}{2}I_m$，

$$i_C=-\frac{1}{2}I_m,$$

从式 3-17、3-18 及式 3-19 得

$$f_{A1}=F_{\varphi 1}\cos x$$

$$f_{B1}=F_{\varphi 1}\cos(x-120°)\left(-\frac{1}{2}\right)$$

$$=-\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-120°)$$

$$f_{C1}=F_{\varphi 1}\cos(x-240°)\left(-\frac{1}{2}\right)$$

$$=-\frac{1}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-240°)$$

在图 3-11(b) 中我们画出 A、B、C 各相的磁势，然后把各相的磁势加起来得三相合成磁势。这时合成磁势的幅值在 A 相绕组的轴线上。

从图 3-11(b)～(f)可以看出，当时间变化时，A、B、C 各相绕组产生的基波磁势幅值总在各自的轴线上脉振。而三相合成磁势的幅值却保持不变，为单相磁势最大幅值的$\frac{3}{2}$倍，即$\frac{3}{2}F_{\varphi 1}$。当 ωt 每变化 60°，合成磁势在空间也相应移过 60° 电角度。显然，三相合成磁势为一旋转磁势。从图 3

-11(*b*)、(*d*)及(*f*)可以看出，当 A 相电流最大时，三相合成磁势的幅值恰在 A 相绕组的轴线上。当 B 相（或 C 相）电流达最大值时，合成磁势的幅值恰在 B 相（或 C 相）绕组的轴线上。所以旋转磁势的轴线总是与电流达最大值的那一相绕组轴线重合。

用数学分析的方法也可以得出三相基波合成磁势的表达式。利用三角学中的公式

$$\cos A\cos B=\frac{1}{2}[\cos(A-B)+\cos(A+B)]。$$

把式 3-17、3-18 及式 3-19 改写为

$$f_{A1}=F_{\varphi 1}\cos x\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}F_{\varphi 1}[\cos(x-\omega t)+\cos(x+\omega t)]$$

$$f_{B1}=F_{\varphi 1}\cos(x-120^\circ)\cos(\omega t-120^\circ)$$

$$=\frac{1}{2}F_{\varphi 1}[\cos(x-\omega t)+\cos(x+\omega t-240^\circ)]$$

$$f_{C1}=F_{\varphi 1}\cos(x-240^\circ)\cos(\omega t-240^\circ)$$

$$=\frac{1}{2}F_{\varphi 1}[\cos(x-\omega t)+\cos(x+\omega t-480^\circ)]$$

$$=\frac{1}{2}F_{\varphi 1}[\cos(x-\omega t)+\cos(x+\omega t-120^\circ)]$$

把上列三式相加，可得三相的合成磁势方程式

$$f_1=f_{A1}+f_{B1}+f_{C1}$$

$$=\frac{3}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-\omega t)+\frac{1}{2}F_{\varphi 1}[\cos(x+\omega t)$$

$$+\cos(x+\omega t-240^\circ)+\cos(x+\omega t-120^\circ)]$$

$$=\frac{3}{2}F_{\varphi 1}\cos(x-\omega t)=F_1\cos(x-\omega t)\qquad(3\text{-}20)$$

式中：F_1 为三相合成磁势的幅值

$$F_1=\frac{3}{2}F_{\varphi 1}=\frac{3}{2}\cdot 0.9\frac{Iw_1}{p}k_{w1}$$

$$=1.35\frac{Iw_1}{p}k_{w1}(\text{安匝/极}) \qquad (3\text{-}21)$$

根据式 3-20 可以很方便地画出三相合成磁势的分布波形。例如：$\omega t=0$ 时，由式 3-20 可得 $f_1=\frac{3}{2}F_{\varphi 1}\cos x$，其波形如图 3-11($b$)中合成磁势的曲线，磁势的幅值位于 $x=0$ 处。同样，当 ωt 等于 60°、120°、180°、240° 时，将 ωt 的值代入式 3-20，可以画出如图 3-11(c)、(d)、(e)、(f) 中合成磁势的波形曲线。它们的空间位置依次比 $\omega t=0$ 时移过 60°、120°、180°、240° 电角度。于是我们对三相基波合成磁势得出下列结论：

(1) 三相基波合成磁势是一旋转磁势，当时间 t 变化时，它的波形不变，幅值 F_1 也恒定不变，等于每相脉振磁势幅值 $F_{\varphi 1}$ 的$\frac{3}{2}$倍。

(2) 三相基波合成磁势在空间的位置是旋转的，它的转速可以根据方程式 $f_1=F_1\cos(x-\omega t)$ 求出，如果令 $x=\omega t$，即 $x-\omega t=0$，则 $f_1=F_1\cos 0°=F_1$，这表明旋转磁势波的波幅位于 $x=\omega t$ 电角度处。当 $t=0$ 时，旋转磁势的波幅位于 $x=0$ 处。当时间增长了 Δt，旋转磁势波幅的位置在空间也必定移动了 $\Delta x=\omega\Delta t$ 电角度。所以旋转磁势波的角速度 $\omega_1=\frac{\Delta x}{\Delta t}=\omega=2\pi f$ 电弧度/秒，或 $\frac{2\pi f}{p}$ 弧度/秒。当单位化为转/分时，基波磁势的转速 $n_1=\frac{60f}{p}$ 转/分。

(3) 当某相电流达到最大值时，旋转磁势的波幅刚好转到该相绕组的轴线上。

(4) 旋转磁势的转向是从带有超前电流的相转向带有滞后电流的相。例如 A 相电流首先达到正的最大值，而后依次是 B 相及 C 相电流达到正的最大值，即 A 相中的电流比 B 相超前，C 相中的电流比 B 相滞后，合成磁势的旋转方向是从 A 相到 B 相，再转到 C 相，与电流的相序一致。

如果电流的相序相反，电流达最大值的顺序：首先是 A 相，而后依次是 C 相及 B 相，则磁势的旋转方向也将相反，将从 A 相转到 C 相，然后再转到 B 相。因此，要改变旋转磁势的转向，从而使异步电动机反向转动时，只要改变通入电流的相序。也就是将三相绕组连接电源的三根接线中的任何两根对调一下就可以了。

(5) 用同样的方法可以证明，在一个对称的 m 相绕组中流过对称的 m 相电流时，则合成磁势也是一旋转磁势。合成磁势的振幅为每相脉振磁势幅值 $F_{\varphi 1}$ 的 $\frac{m}{2}$ 倍，即

$$F_1 = \frac{m}{2} F_{\varphi 1} \tag{3-22}$$

§3-3 三相绕组的谐波磁势

当求三相绕组产生的各高次谐波的合成磁势时，分析的方法与求基波的合成磁势时相同，但需要注意到：(1) 三相绕组中的电流相位互差 120°；(2) 对基波磁势而言，三相绕组的轴线在空间互隔 120° 电角度，对 ν 次谐波磁势而言，则三相绕组的轴线互隔 $\nu \cdot 120°$ 电角度。

1．3 次谐波磁势

对基波磁势而言，A、B、C 三相绕组的轴线在空间相互间隔 120°电角度，对 3 次谐波而言，则 A、B、C 三相绕组的轴线相互间隔 $3\times120°=360°$ 电角度（也就是相隔一对极距）。三相电流在时间相位上彼此相差 120°。每一相绕组产生的 3 次谐波磁势的幅值位于该相绕组的轴线，且随通过该绕组的电流变化。于是各相绕组产生的 3 次谐波磁势的表达式为

$$f_{A3}=F_{\phi3}\cos 3x\cos\omega t \tag{3-23}$$

$$\begin{aligned}f_{B3}&=F_{\varphi3}\cos 3(x-120°)\cos(\omega t-120°)\\&=F_{\varphi3}\cos 3x\cos(\omega t-120°)\end{aligned} \tag{3-24}$$

$$\begin{aligned}f_{C3}&=F_{\varphi3}\cos 3(x-240°)\cos(\omega t-240°)\\&=F_{\varphi3}\cos 3x\cos(\omega t-240°)\end{aligned} \tag{3-25}$$

三相的 3 次谐波合成磁势为：

$$\begin{aligned}f_3=f_{A3}+f_{B3}+f_{C3}&=F_{\varphi3}\cos 3x[\cos\omega t+\cos(\omega t-120°)\\&+\cos(\omega t-240°)]=0\end{aligned} \tag{3-26}$$

上式表明，三个相绕组各自产生的 3 次谐波磁势在空间分布的表达式都是 $\cos 3x$，所以在空间是同相的。但在时间上相位互差 120°，因此合成的磁势为零。同样可以证明，3 的整数倍的任何次谐波，例如 9 次，15 次，21 次谐波的三相合成磁势都为零。

2．7 次谐波磁势

三相绕组产生的 7 次谐波磁势的表达式：

$$f_{A7}=F_{\varphi7}\cos 7x\cos\omega t \tag{3-27}$$

$$\begin{aligned}f_{B7}&=F_{\varphi7}\cos 7(x-120°)\cos(\omega t-120°)\\&=F_{\varphi7}\cos(7x-120°)\cos(\omega t-120°)\end{aligned} \tag{3-28}$$

$$f_{C7}=F_{\varphi7}\cos 7(x-240°)\cos(\omega t-240°)$$

$$= F_{\varphi 7}\cos(7x-240°)\cos(\omega t-240°) \qquad (3\text{-}29)$$

式中：$F_{\varphi 7}=\frac{1}{7}\cdot 0.9\cdot\frac{Iw_1}{p}k_{w7}$ 是 7 次谐波脉振磁势的幅值。

利用 §3-2 中三角公式，可以把上列方程式改写为：

$$f_{A7}=\frac{1}{2}F_{\varphi 7}[\cos(7x-\omega t)+\cos(7x+\omega t)]$$

$$f_{B7}=\frac{1}{2}F_{\varphi 7}[\cos(7x-\omega t)+\cos(7x+\omega t-240°)]$$

$$f_{C7}=\frac{1}{2}F_{\varphi 7}[\cos(7x-\omega t)+\cos(7x+\omega t-120°)]$$

把上列三式相加，便得 7 次谐波的三相合成磁势

$$f_7=f_{A7}+f_{B7}+f_{C7}$$

$$=\frac{3}{2}F_{\varphi 7}\cos(7x-\omega t) \qquad (3\text{-}30)$$

与式 3-20 相似，式 3-30 也是一个旋转磁势的表达式。求它的转速时，与前面求基波磁势转速的方法相同。在方程式 $f_7=\frac{3}{2}F_{\varphi 7}\cos(7x-\omega t)$ 中，当 $7x-\omega t=0$ 时，则 $f_7=\frac{3}{2}F_{\varphi 7}$，它表明 7 次谐波磁势的幅值必位于 $x=\frac{\omega t}{7}$ 处。当 $t=0$ 时，幅值位于 $x=0$ 处，当时间变化了 Δt，幅值相应地移动了 $\Delta x=\frac{1}{7}\omega\Delta t$ 电角度。所以 7 次谐波磁势的角速度

$$\omega_7=\frac{\Delta x}{\Delta t}=\frac{1}{7}\omega=\frac{1}{7}2\pi f \text{ 电弧度/秒} \qquad (3\text{-}31)$$

显然，7 次谐波磁势的角速度为基波旋转磁势的 $\frac{1}{7}$，如转速单位用转/分时，则 $n_7=\frac{1}{7}\cdot\frac{60f}{p}=\frac{1}{7}n_1$。式 3-31 中的转速符号与基波磁势一样，也是正的，所以它与基波磁势的

旋转方向相同。因此三相绕组产生的7次谐波磁势的幅值为单相7次谐波磁势振幅的$\frac{3}{2}$倍，它的极数为基波的7倍，并以$\frac{1}{7}n_1$的转速在气隙中与基波磁势同方向旋转。

同样可以证明$\nu=13$，19，……$6k+1$次谐波($k=1,2,3$……正整数) 的三相合成磁势的转速为$n_\nu=\frac{1}{\nu}n_1$，转向与基波磁势相同。

3．5次谐波磁势

各相的5次谐波磁势的表达式为

$$f_{A5}=F_{\varphi 5}\cos 5x\cos\omega t \tag{3-32}$$

$$\begin{aligned} f_{B5}&=F_{\varphi 5}\cos 5(x-120^\circ)\cos(\omega t-120^\circ)\\ &=F_{\varphi 5}\cos(5x-240^\circ)\cos(\omega t-120^\circ) \end{aligned} \tag{3-33}$$

$$\begin{aligned} f_{C5}&=F_{\varphi 5}\cos 5(x-240^\circ)\cos(\omega t-240^\circ)\\ &=F_{\varphi 5}\cos(5x-120^\circ)\cos(\omega t-240^\circ) \end{aligned} \tag{3-34}$$

利用三角公式，上述三式可写成

$$f_{A5}=\frac{1}{2}F_{\varphi 5}[\cos(5x+\omega t)+\cos(5x-\omega t)]$$

$$f_{B5}=\frac{1}{2}F_{\varphi 5}[\cos(5x+\omega t)+\cos(5x-\omega t-120^\circ)]$$

$$f_{C5}=\frac{1}{2}F_{\varphi 5}[\cos(5x+\omega t)+\cos(5x-\omega t+120^\circ)]$$

5次谐波的合成磁势

$$f_5=f_{A5}+f_{B5}+f_{C5}=\frac{3}{2}F_{\varphi 5}\cos(5x+\omega t) \tag{3-35}$$

式3-35也是一个旋转磁势的表达式，其角速度

$$\omega_5=\frac{\Delta x}{\Delta t}=-\frac{1}{5}\omega \text{ 电弧度/秒} \tag{3-36}$$

或 $n_5=-\frac{n_1}{5}$转/分，式 3-36 说明5次谐波磁势的转速为基波磁势的$\frac{1}{5}$，其中负号说明5次谐波的旋转方向与基波磁势的旋转方向相反。同样可以证明 $\nu=11$，$17\cdots\cdots 6k-1$ 次谐波磁势的转速 $n_\nu=-\frac{1}{\nu}n_1$，即它们的转向与基波磁势相反。

综上所述，对于三相绕组的谐波磁势可得下列结论：

1．除3次及3的倍数次谐波的合成磁势为零外，其余的谐波合成磁势均为旋转磁势，其幅值为$\frac{3}{2}F_{\varphi\nu}$。

2．旋转方向：对于 $\nu=6k+1$ 次谐波($k=1$、2、3……)是正方向旋转磁势，即与基波磁势的旋转方向相同。$\nu=6k-1$ 次谐波是反方向旋转磁势，即与基波磁势旋转方向相反。

谐波磁势对于异步电动机的运行会产生不良的影响，例如它切割转子铁心表面及导条时引起的电流会产生损耗，并且还会产生附加力矩及引起电机的振动。所以常用分布、短距绕组或其它措施削弱谐波磁势及其影响。

§3-4 异步电机中的主磁通、漏磁通及漏电抗

三相异步电动机接到电网后，定子绕组中通过电流产生了旋转磁势。在磁势作用下电机中便产生磁通。根据磁通经过的途径和性质，可以把磁通分为主磁通和漏磁通两大类。

一、主磁通

基波旋转磁势所产生的经过气隙的磁通，它同时与定子

绕组及转子绕组相匝链(图3-12),在转子绕组产生感应电势,并产生电流与旋转磁场作用而产生转矩使电机旋转。由于异步电动机依靠这部分磁通而实现定、转子间的能量转换,所以称这部分磁通为主磁通。

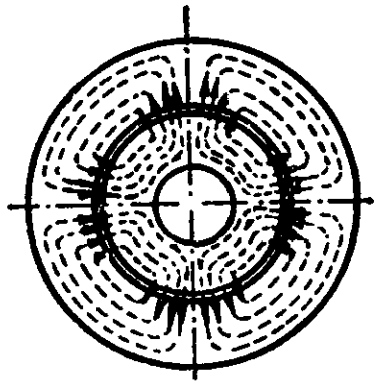


图 3-12

二、漏磁通及漏电抗

当定子绕组通进三相电流时,除产生主磁通外,还产生仅与定子绕组相匝链的磁通,称为漏磁通。

当电流交变时,漏磁通也随着变化,于是在定子绕组中产生感应电势 $\dot{E}_{1\sigma}$。我们用漏电抗压降 $j\dot{I}_1x_{1\sigma}$ 来表示 $\dot{E}_{1\sigma}$,即

$$-j\dot{I}_1x_{1\sigma}=\dot{E}_{1\sigma}$$

$x_{1\sigma}$ 称为定子漏电抗。

定子绕组的漏磁通可以分为三部分:

(1) 槽漏磁通:由槽之一壁横越至槽的另一壁的漏磁通,如图 3-13(*a*)所示。

(2) 端部漏磁通:匝链绕组端部的漏磁通,如图3-13(*b*)所示。

(3) 谐波漏磁通：定子绕组通入三相交流电时，除产生基波旋转磁场外，在空间还产生一系列高次谐波磁势及磁通。当异步电动机正常运行时，它们不会产生有用的转矩，所以谐波磁通虽然也能同时匝链定、转子绕组，我们仍把它称为漏磁通。

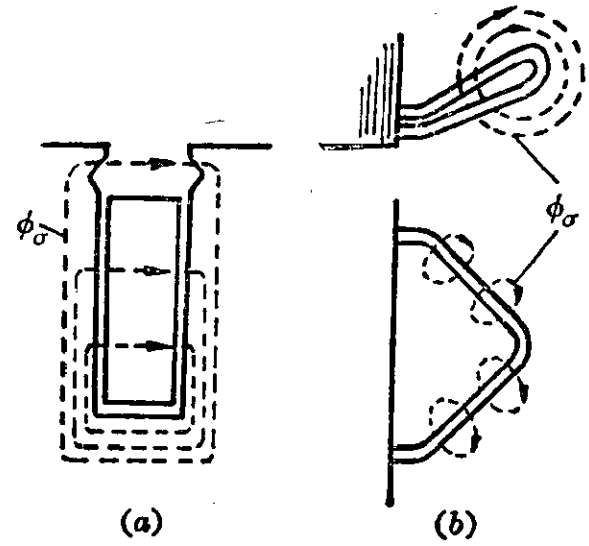


图 3-13

上述三种漏磁通所产生的漏电抗之和，便是定子漏电抗 $x_{1\sigma}$。

转子绕组中通过电流时，同样会产生只与转子绕组匝链的漏磁通，它们也只会在转子绕组中感应电势。我们用转子漏电抗压降 $j\dot{I}_2x_{2\sigma}$ 表示，$x_{2\sigma}$ 为转子绕组的漏电抗。

漏电抗的大小对电机的运行性能有很大的影响，下面简要地分析一下影响电抗大小的因素。我们知道一个线圈的电抗

$$x = 2\pi fL \tag{3-37}$$

式中 f 是电流频率，L 是线圈的电感，它在数值上等于线圈中通过单位电流时产生的磁链，即

$$L = \frac{w\phi}{i}$$

式中 w 是线圈匝数，ϕ 是电流 i 流过线圈时所产生的磁通。

$$\phi = \frac{\text{磁势}}{\text{磁阻}} = \frac{F}{R_m} = \frac{wi}{R_m} \tag{3-38}$$

把式 3-38 及 L 的关系式代入式 3-37 则得

$$x = 2\pi f L = 2\pi f w^2 \frac{1}{R_m} \qquad (3\text{-}39)$$

上式说明：电抗的大小与线圈的匝数平方成正比(匝数愈多，电抗就愈大)，与磁通经过途径中所遇的磁阻成反比（磁阻愈大，则电抗愈小），还与频率成正比。这个结论对所有电抗都是适用的。例如每槽的槽漏电抗的大小与每槽中线圈的匝数平方成正比；与槽漏磁通经过的途径中所遇的磁阻成反比。在槽漏磁通经过的途径中，槽部为空气，其余部分都是硅钢片。由于空气的磁阻比铁心的磁阻大得多，因此经过铁心时的磁阻可略去不计。在图 3-14 中，如果槽的宽度 b_n 愈宽，槽漏磁通经过空气部分的长度愈长，磁阻愈大①，槽漏电抗就愈小。如果槽的深度 h_n 愈大，则槽漏磁通经过的截面积愈大，磁阻愈小，因而漏电抗就愈大。同样，如果绕组的端部增长，则通过端部的漏磁通的磁路截面积增大，磁阻减小，漏电抗就增大。

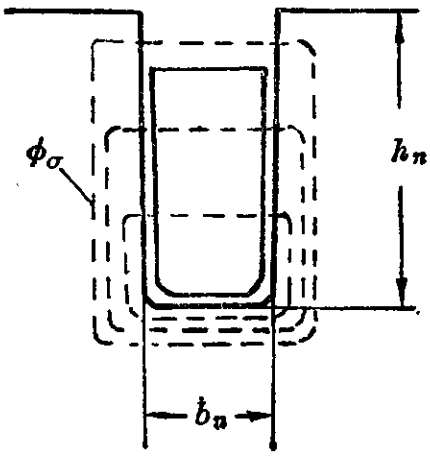


图 3-14

电抗的大小与绕组匝数的平方成正比。因此在修理电机时，如果改变定子绕组的匝数，漏电抗的大小将随定子绕组匝数的平方而变化，对电机的运行性能影响很大，这将在第四章中进一步分析。

①磁阻与磁路的长度成正比，与磁路的截面积和磁导率成反比，参看附录Ⅱ。

§3-5 异步电动机的磁路及激磁电流的简略计算

修好一台电机后，应做空载试验，检查电机的空载电流是否在正常范围之内。有时可能会发现空载电流过大或过小，这是由哪些原因引起的呢？下面我们就分析影响电动机空载电流的因素，以便在电机修理时能够合理地控制空载电流的大小。

所谓空载运行，就是电动机的转轴上没有任何机械负载，这时定子三相绕组中流过的电流主要是用来产生旋转磁场。所以异步电动机的空载电流近似地等于产生主磁通所需的激磁电流。在修理电机时，当确定了定子绕组的匝数w_1后，要事先估算电动机空载电流的大小，这时必须进行异步电动机的磁路计算，计算出产生主磁通所需要的激磁磁势，然后再求出激磁电流。

一、磁路的组成

图3-12表示出了异步电动机主磁通的分布情况。可见，电机各部分磁通的分布情况比较复杂，每处的截面积及磁通密度各不相等，计算很困难。因此实际计算时常把复杂的磁场简化为一条磁路。为了便于计算，所选的磁路应处于基波合成磁势幅值通过的极轴处，即经过气隙的最大磁通密度B_δ的位置，并且根据磁路各部分的材料及几何尺寸的情况，把整个闭合磁路分成若干段，在每一段中的磁通，磁导率和截面积应大致相同。图3-15中的粗实线表示出一台四极异步

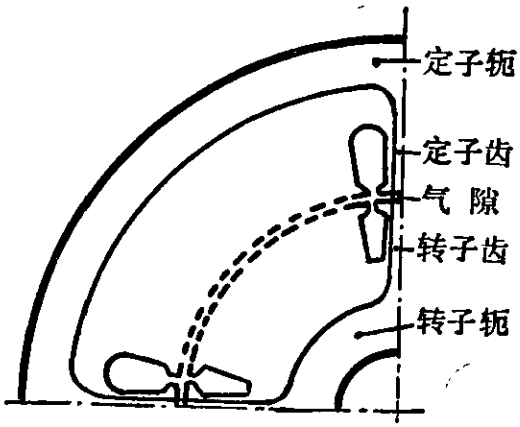


图 3-15

电动机主磁通的一个闭合路径。可见，主磁通所经过的闭合磁路可分为五个部分：气隙（2个）、定子齿（2个）、转子齿（2个），定子轭及转子轭。由于每极磁通进入轭部时分成左右两半，所以轭部磁通为每极总磁通的一半。计算时，根据所需的每极磁通 ϕ_1，先分段求出每段磁路所需的磁势，然后把各段磁路所需的磁势相加，算出整个闭合磁路所需的总磁势，即

$$\begin{aligned} F &= F_\delta + F_{z1} + F_{z2} + F_{j1} + F_{j2} \\ &= 2H_\delta\delta + 2H_{z1}h_{z1} + 2H_{z2}h_{z2} + H_{j1}l_{j1} \\ &\quad + H_{j2}l_{j2}(\text{安匝/对极})① \end{aligned} \tag{3-40}$$

式中 下标 δ、z_1、z_2、j_1、j_2 分别代表气隙、定子齿、转子齿、定子轭和转子轭；δ 是气隙的长度，h_z 表示齿高，l_j 表示轭部的平均磁路长度；H 是作用于单位长度磁路上的磁势，称为磁场强度。它的大小与磁路中的磁通密度 B 及磁路材料的磁导率 μ 有关，即

$$H = \frac{B}{\mu}(\text{安/厘米}) \tag{3-41}$$

对于非磁性材料，μ 为一常数，当 B 的单位为高斯时，$\mu \approx \mu_0 = 1.257$（高斯·厘米/安）。铁磁材料的导磁性能比空气好得

① 前面分析磁势在每个气隙中的分布波形时幅值用安匝/极表示。在电机的主磁通闭合回路中的磁势是由一对极产生，所以求磁路的总磁势时常用安匝/对极表示。

多，μ 值很大，例如硅钢片在 $B=10000$ 高斯时，$\mu\approx2000$。但是在不同的 B 值时，μ 的数值也不同，当 B 增大到发生了饱和现象时，μ 值就急剧下降。通常在设计资料中都给出各种常用铁磁材料的 B 与 H 关系曲线（称为磁化曲线）。计算时，根据磁路中的磁通密度 B，从所用材料的磁化曲线查得相应的磁场强度 H。

磁路计算的具体步骤如下：

1．根据定子的每相电势求出每极磁通 ϕ_1，根据式 2-24 可得

$$\phi_1=\frac{E_1\cdot10^8}{4.44fw_1k_{w1}}=\frac{k_EU_1\cdot10^8}{4.44fw_1k_{w1}}\text{（麦）}\qquad(3\text{-}42)$$

式中 U_1 是端电压，$k_E=\frac{E_1}{U_1}$。由于绕组中流过电流时要产生阻抗降落，绕组中的感应电势 E_1 将小于端电压 U_1，所以 k_E 是略小于 1 的数值。额定运行时的 k_E 值可由图 3-18 查得。空载时定子绕组中仅流过激磁电流，k_E 约为 0.95～0.98。

2．确定各段磁路的磁通 ϕ_x；

3．根据电机的尺寸，确定各段磁路的截面积 S_x 及磁通密度 $B_x=\frac{\phi_x}{S_x}$；

4．根据 B_x 值，从所用材料的磁化曲线查出相应的磁场强度 H_x；

5．根据各段磁路的 H_x 及磁路长度 l_x，求出各段上的磁压降，再将各段磁压降相加，便得整个磁路所需的磁势

$$F=\Sigma H_x\cdot l_x$$

二、磁路各组成部分所需磁势的计算

1．气隙所需磁势的计算

在各段磁路中，气隙的长度虽最小，仅 0.2～1 毫米，但由于空气的磁阻远远大于铁的磁阻，所以在整个磁路所需的总磁势中，气隙所占的比重最大，通常达 60%以上。因此，我们首先讨论气隙所需磁势的计算。

根据式 3-42 求得每极磁通ϕ_1后，若假设气隙磁通按正弦规律分布，即可算出气隙中的最大磁通密度，根据式 2-8 和每极气隙截面积 S 等于极距 τ 与铁心长度 l 的乘积，可得

$$B_\delta = \frac{\pi}{2} B_{pj} = \frac{\pi}{2} \cdot \frac{\phi_1}{\tau l} \text{（高）}$$

气隙磁场强度

$$H_\delta = \frac{B_\delta}{\mu_0} = \frac{B_\delta}{1.257} = 0.8 B_\delta \text{（安/厘米）}$$

气隙所需磁势为

$$2H_\delta \delta = 1.6 B_\delta \delta \text{（安/对极）}$$

实际上，由于定子及转子铁心表面存在齿和槽，沿气隙圆周的磁阻并非处处相同。因此，当三相绕组通过三相对称电流时产生了正弦分布的基波磁势，但基波磁势所产生的磁通在空间并不是正弦分布而出现了锯齿形。在图 3-16 中表示出了定子有齿槽而转子表面光滑时的情况。由于齿顶处磁阻较小，

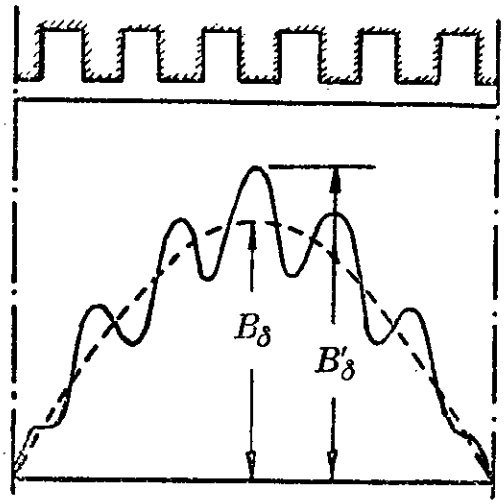


图 3-16

所以较多的磁通从该处经过，从而使齿顶处磁通密度较大，槽口处磁通密度较小。所以考虑齿槽影响后，气隙实际的磁通密度分布曲线如图中实线所示。可以看出在每极磁通相等的条件下，齿顶处的磁通密度将由不考虑齿槽影响时（即假设定转子表面都光滑，气隙长度 δ 沿整个圆周处处相等）的 B_δ 增大为 B'_δ，相应的气隙磁势也将增大为

$$F_\delta = 1.6B'_\delta\delta = 1.6B_\delta K_\delta\delta \text{（安/对极）} \qquad (3\text{-}43)$$

式中 $k_\delta = \dfrac{B'_\delta}{B_\delta}$ 叫气隙系数，它表示由于齿槽影响的存在而使气隙磁通密度增大的倍数。考虑定子齿槽影响后，气隙系数可按下列经验公式计算

$$k_{\delta 1} = \frac{t_1(4.44\delta + 0.75b_{01})}{t_1(4.44\delta + 0.75b_{01}) - b_{01}^2} \qquad (3\text{-}44)$$

式中 $t_1 = \dfrac{\pi D}{Z_1}$ 是沿气隙圆周的定子齿距（厘米），b_{01}——定子槽口宽度（厘米）。

当转子存在齿槽，而定子表面光滑时，同样应考虑气隙系数 $k_{\delta 2}$，这时

$$k_{\delta 2} = \frac{t_2(4.44\delta + 0.75b_{02})}{t_2(4.44\delta + 0.75b_{02}) - b_{02}^2} \qquad (3\text{-}45)$$

其中 t_2、b_{02} 分别为沿气隙圆周的转子齿距及转子槽口宽度。

实际上异步电机定、转子均有齿槽存在，气隙系数可用下式表示：

$$k_\delta = k_{\delta 1} \cdot k_{\delta 2} \qquad (3\text{-}46)$$

由式 3-44 及 3-45 可见，k_δ 值与槽口宽度及气隙长度有关。槽口愈宽，k_δ 值愈大，因此在气隙中通过同样大小的磁通 ϕ_1 时所需的磁势增大，这将使激磁电流增大。在中小型异步电动

机中为了减小激磁电流，常采用槽口较狭的半闭口槽或半开口槽。对于一般中小型异步电动机，k_δ 约在 1.1～1.4 之间。

2．齿部磁势的计算

当磁通由气隙流经铁心齿部时，由于铁的磁阻比空气的磁阻小得多，因而可以认为一个齿距范围内的磁通都从铁心齿中经过，而经过槽部的磁通可忽略不计，于是铁心齿中的磁通密度

$$B_{z1}=\frac{\text{气隙处一个齿距范围中的磁通}}{\text{一个齿的铁心截面积}}$$

$$=\frac{B_\delta t_1 l}{b_{z1} l k_c}=\frac{B_\delta t_1}{b_{z1} k_c}(\text{高}) \qquad (3\text{-}47)$$

式中 $t_1=\frac{\pi D}{Z_1}$ 是定子齿距（厘米），l 是铁心长度（厘米），k_c 是铁心的迭压系数，它考虑了硅钢片之间绝缘层厚度对铁心长度的影响（硅钢片不涂漆时 k_c 取 0.95；硅钢片涂漆时，k_c 取 0.92），b_{z1} 是定子齿的宽度（厘米），见图3-17。

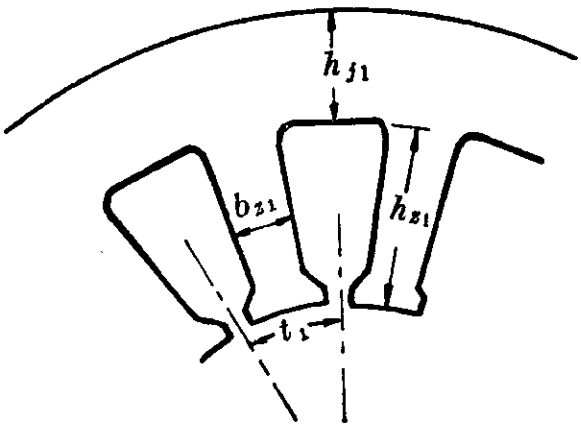


图 3-17

对于小型异步电机，通常采用平行齿结构，即齿的宽度为常数。对于平行槽结构，沿齿的高度方向齿宽不相同，这时可采用离最狭截面$\frac{1}{3}$槽高处的齿宽作为计算宽度。

根据式 3-47 求得的齿部磁通密度 B_{z1}，从所用硅钢片的磁化曲线查得相应的磁场强度 H_{z1}，于是每对极在定子齿部

所需的磁势为

$$F_{z1}=2H_{z1}h_{z1}$$

式中 h_{z1} 是定子每个齿的高度，见图 3-17。

同样方法可算出转子齿部所需的磁势 $F_{z2}=2H_{z2}h_{z2}$。

定子齿部磁通密度一般为 14000～16000 高斯。

3．轭部磁势的计算

前面讲过，定、转子轭部磁通都是每极总磁通量 ϕ_1 的一半，于是定子轭部磁通密度

$$B_{j1}=\frac{\text{轭部磁通}}{\text{定子轭部铁心截面积}}=\frac{1}{2}\cdot\frac{\phi_1}{h_{j1}lk_c}\ (\text{高})\quad(3\text{-}48)$$

式中 h_{j1} 是定子轭部的高度（参看图 3-17）。

根据 B_{j1}，可由硅钢片的磁化曲线查出相应的磁场强度 H_{j1}，按下式算出定子轭部所需的磁势为

$$F_{j1}=H_{j1}l_{j1}$$

式中 l_{j1} 是磁力线通过定子轭部的磁路长度。

用同样方法可以算出转子轭部所需的磁势

$$F_{j2}=H_{j2}l_{j2}$$

异步电机的定子轭部磁通密度一般为 11000～15000 高斯。

在分别算得气隙、定、转子齿部及轭部所需的磁势后，即可按式 3-40 计算整个闭合磁路所需的总磁势 F_m。

在通常的异步电动机中，定、转子铁心齿部及轭部的磁势约为气隙磁势的 30～50%，因而整个闭合磁路所需的磁势可用下式表示

$$F_m=k_sF_\delta \qquad (3\text{-}49)$$

式中 k_s 叫饱和系数，一般在 1.3 和 1.5 之间。

在简略计算时，常常在算出气隙磁势 F_δ 后，再乘上饱和系数就可求得所需的总磁势 F_m。把式3-43代入式3-49可得

$$F_m = k_t k_\delta \cdot 1.6 B_\delta \delta = 1.6 k B_\delta \delta \qquad (3\text{-}50)$$

式中 $k = k_t \cdot k_\delta$ 是考虑了定、转子铁心中的磁压降以及齿槽影响后所引进的系数，中小型异步电动机 k 值约为1.5～1.8。

三、激磁电流的估算

根据式 3-50 可求出产生主磁通 ϕ_1 所需的激磁磁势 F_m。同时从式 3-21 可知，当三相绕组通过电流 I 时，产生的基波磁势幅值为 $1.35\frac{w_1 k_{w1}}{p} I$ 安匝/极，或 $2.7\frac{w_1 k_{w1}}{p} I$ 安匝/对极。若令空载时定子每相激磁电流为 I_m，则

$$F_m = 2.7\frac{w_1 k_{w1}}{p} I_m \text{（安匝/对极）}$$

于是空载激磁电流

$$I_m = \frac{p \cdot F_m}{2.7 w_1 k_{w1}}$$

把式 3-50 代入上式，可得

$$I_m = \frac{1.6 p k B_\delta \delta}{2.7 w_1 k_{w1}} = \frac{0.59 p k B_\delta \delta}{w_1 k_{w1}} \text{（安）} \qquad (3\text{-}51)$$

可见，激磁电流 I_m 与所需的激磁磁势成正比。并随着定子每相串联匝数的增多而减小。为了减小激磁电流，通常采用较小的气隙长度 δ（以降低 F_m）；或增多每相的串联匝数 w_1。当 w_1 增多时，不仅式 3-51 的分母与 w_1 成正比增大，而且由式 3-42 可以看出，每极磁通 ϕ_1 与 w_1 成反比，于是气隙磁通密度 B_δ 也与 w_1 成反比，故 w_1 增大时式 3-51 的分子与 w_1 成反比地减小。所以改变每相串联的匝数，

激磁电流随$\frac{1}{w_1^2}$而变化。减小气隙长度δ以及增多定子绕组匝数w_1，固然是减小激磁电流的有效方法，但这是有一定限度的。气隙太小将使电机装配困难，运行时的安全可靠性下降。定子绕组匝数过多，将会使定子绕组的用铜量增加，铜耗增大（因为匝数多了，绕组的电阻增大），并会给电机的其它性能带来不利的影响（在第四章中分析）。所以我们在修理电机时，选择定子绕组的匝数必须全面考虑，不能单纯考虑减小激磁电流，而片面地增多定子绕组的匝数。

§3-6 异步电动机修理中的简易计算

异步电动机是比较坚固耐用的。但是，相对而言定子绕组是最薄弱的环节，往往因为单相运转、过载、受潮或使用不当等原因，使电机绕组因长期过热或绝缘击穿而损坏。修理时需将定子绕组重新拆换。对于我国自行设计制造的电动机，如*JO*，*JO2*等系列电机的定子绕组，一般可以从机修手册或其它技术资料中查出它们的技术数据。但是也往往会遇到年代久的旧电机，它们型式各异，定子绕组可能已被拆去或不全，有的铭牌可能也已丢失。修理这类电机时，确定定子绕组的匝数及导线截面便成为首要任务了。本节中我们应用前面已学的电势、磁路等基本关系，来解决定子绕组计算及改极计算等问题。

一、定子绕组的匝数计算

在前面已知，当异步电动机接通三相电源便会产生旋转

磁场，旋转磁场切割定子绕组，就在绕组中感应出电势 $E_1 = 4.44 f w_1 \phi_1 k_{q1} k_{y1} 10^{-8}$，由于定子绕组中流过电流时还要产生阻抗压降，所以异步电动机定子绕组中感应电势的数值稍小于端电压 U_1，如用公式表示，即为

$$E_1 = k_E U_1$$

式中 U_1 是加于每相绕组上的电压。当电网电压为 380 伏，定子绕组为 △ 接法时，$U_1 = 380$ 伏；如果定子绕组为 Y 接法时，$U_1 = 220$ 伏。k_E 是考虑压降的系数，可根据图 3-18 选取，图中 D 为定子铁心内径。

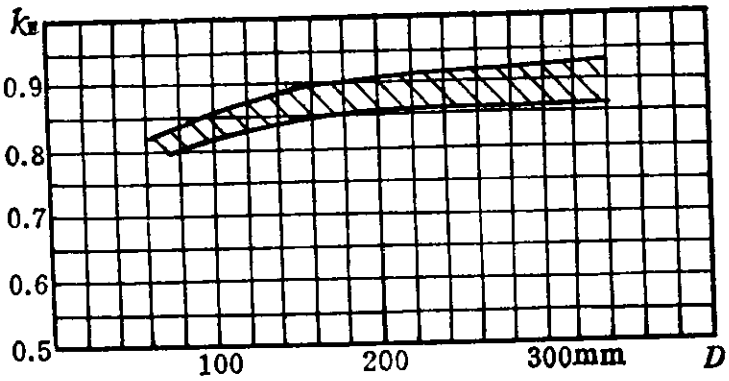


图 3-18

将电势公式 $E_1 = 4.44 f w_1 \phi_1 k_{q1} k_{y1} 10^{-8}$ 代入上式，并整理之，可得每相串联匝数

$$w_1 = \frac{E_1 \cdot 10^8}{4.44 f \phi_1 k_{q1} k_{y1}} = \frac{k_E U_1 10^8}{4.44 f \phi_1 k_{q1} k_{y1}} \qquad (3\text{-}52)$$

式中 k_{q1}，k_{y1} 分别是定子绕组的分布系数及短距系数，根据所选用绕组的节距及每极每相槽数，按照式 2-20 及式 2-13 可以算出来。$f = 50$赫，是电源的频率。ϕ_1 是每极磁通，假定气隙磁场是正弦分布，由 §2-4 可知，每极磁通

$$\phi_1 = B_{pj} \tau l = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l \text{（麦）} \qquad (3\text{-}53)$$

其中 l（厘米）是定子铁心长度；$\tau=\frac{\pi D}{2p}$（厘米），是电机的极距；B_δ（高）是气隙磁通密度的最大值。

修理电机时，只要正确测出定子铁心的内径 D 及长度 l，并适当选取 B_δ 值，就可算出每极磁通 ϕ_1。把 ϕ_1、k_{q1}、k_{y1}，等代入式 3-52 即可算出每相串联匝数 w_1。

求得每相绕组的串联匝数 w_1 后，可根据 §2-4 的 $w_1=\frac{pqN}{a}$ 求出定子绕组的每槽导体数

$$N=\frac{aw_1}{pq} \tag{3-54}$$

式中 a 是并联支路数。

每槽导体数 N 应为整数。对于单层绕组，每个线圈的匝数 $w_y=N$；对于双层绕组，每个线圈的匝数 $w_y=\frac{1}{2}N$，这时 N 必须取偶数。

如把式 3-53 代入式 3-52，每相绕组的匝数公式可写为

$$w_1=\frac{k_E U_1\cdot 10^8}{4.44f\cdot\frac{2}{\pi}B_\delta\tau l k_{q1}k_{y1}} \tag{3-55}$$

在式 3-55 中，电压 U_1、频率 f、极距 τ 及铁心长度 l 都是固定的值，压降系数 k_E 及绕组系数 $k_{q1}k_{y1}$ 的变化范围很小，因此影响每相串联匝数的主要因素是气隙磁通密度 B_δ。由于定子绕组的匝数与磁通密度 B_δ 成反比，B_δ 取得高一些，每相匝数减少，可节省导线。但是 B_δ 取得过高，将使激磁电流及铁心损耗增大。若 B_δ 选取过低，每相匝数增多，导线的用量增多，且每相绕组的电阻增大（因导线的总长度增

长)，使电阻损耗增大。所以气隙磁通密度是电机设计及修理时要选取的一个重要参数。表 3-3 中列出了防滴式和封闭式电机在 2、4、6 极时气隙磁通密度 B_δ 的选用数值。

表 3—3

电机类型	2	4	6
防滴式	5000～7000	6500～8000	6500～8000
封闭式	5000～6500	6000～7500	6000～7500

表中所列的数值只是大致的范围，究竟取得多大，还应根据具体情况，按照电机的通风型式、容量、以及铁心的质量而定。例如电动机的铁心质量较高，压装较整齐，B_δ 可取较大值；铁心的质量较差，硅钢片压得不紧而且高低不齐，B_δ 值应取得低一些。对于早年出品的老型号电机，B_δ 应取得低一些。因为老型号电机的铁心所用的硅钢片质量较差，并且在设计时都是考虑采用双纱包铜线，导线的绝缘层所占比例较大，以致槽的截面积较大，齿部及轭部的铁心截面积相对就减少。为了避免齿部及轭部磁通密度过高，气隙磁通密度 B_δ 就应取得小一些。因此在修理电机选取 B_δ 值后，最好能按照式 3-47 及式 3-48 校核齿部及轭部的磁通密度，检查其是否在 §3-5 中介绍的合理范围内。若相差较多，应适当调整气隙磁通密度 B_δ 重新计算。由于选取 B_δ 时要考虑的因素较多，我们只有在实践中不断积累这方面的经验。

在修理电机时，为了使匝数计算更为简便，对于 10 瓩以下的单层绕组电机总结了一简化公式。下面推导这个简化公式。

在式 3-55 中，把 $\tau=\frac{\pi D}{2p}$ 及 $f=50$ 代入则得

$$w_1=\frac{k_E pU_1\cdot 10^8}{4.44\times 50B_\delta Dlk_{q1}k_{y1}}$$

单层绕组一般为整距，所以短距系数 $k_{y1}=1$，对于小型异步电机 $\frac{k_E}{k_{q1}}$ 约为 0.88 左右。代入上式，则得每相串联匝数的计算式：

$$w_1=\frac{4\cdot p\cdot U_1\cdot 10^5}{B_\delta Dl} \qquad (3\text{-}56)$$

单层绕组的线圈匝数 w_y 等于每槽导体数 N，由式 3-54，

$$w_y=N=\frac{aw_1}{pq}=\frac{6aw_1}{Z_1}=\frac{2.4pU_1a10^6}{B_\delta DlZ_1} \qquad (3\text{-}57)$$

式中 p 是极对数，U_1 是相电压，D 是定子铁心内径，l 是铁心长度，Z_1 是定子总槽数，a 是并联支路数。

根据式 3-56 或式 3-57 计算，则计算步骤可大为简化，而计算误差并不大。

二、无铭牌电机极数的确定

无铭牌电机绕组匝数计算时，首先应确定电机的极数，然后才能进一步计算极距、每极每相槽数以及安排绕组。通常可用下式确定电机的极对数：

$$p=0.28\frac{D}{h_{j1}} \qquad (3\text{-}58)$$

式中 D 是定子铁心的内径，h_{j1} 是定子铁心轭高。

例如，测得一台无铭牌电机的数据如下：定子铁心外径为 28 厘米，内径 18.2 厘米，铁心长度 15.5 厘米，轭高 2.65

厘米。则根据式 3-58 可求得

$$p = 0.28 \times \frac{18.2}{2.65} = 1.92 \approx 2$$

可确定该电机的极数是 4。

当无铭牌电动机的极数确定后，即可根据前述的方法求得定子绕组的每相串联匝数及每线圈的匝数。

现在说明极对数估算公式 3-58 是怎样推导出来的。

每极磁通

$$\phi_1 = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l = \frac{2}{\pi} B_\delta \frac{\pi D}{2p} l = \frac{B_\delta D l}{p}$$

根据上式和式 3-48 可以求出定子轭部磁通密度

$$B_{j1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\phi_1}{h_{j1} l k_c} = \frac{B_\delta D l}{2 p h_{j1} l k_c}$$

由上式可得

$$p = \frac{B_\delta D}{2 h_{j1} k_c B_{j1}}$$

在一般情况下，电动机的气隙磁通密度 B_δ 约在 6000～7000 高斯之间，轭部磁通密度 B_{j1} 约在 12000 高斯左右，硅钢片迭压系数约为 0.92。将这些数据代入上式，则

$$p \approx 0.28 \frac{D}{h_{j1}}$$

从上面的推导过程可以看出，当采用不同的 B_δ 及 B_{j1} 值时，可获得不同的系数，所以各种书刊引用的公式不完全相同，如有的采用 $p \approx 0.31 \frac{D}{h_{j1}}$。

三、导线截面积的计算

导线的截面积，可根据电机的额定相电流来求得，即

$$S=\frac{I_{相}}{j}\ (毫米^2) \qquad (3\text{-}59)$$

式中$I_{相}$是电机的额定相电流，单位是安培；j是电流密度，单位是安/毫米^2，JO和$JO2$型电机的j值可从图3-19中选取，J和$J2$型电机的j值可从图3-20中选取。

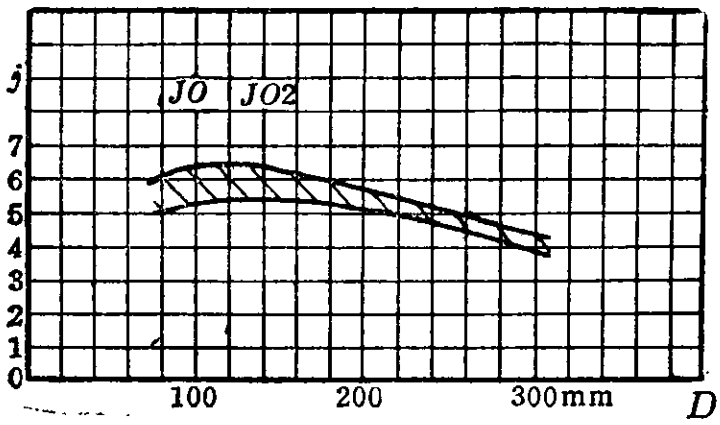


图 3-19

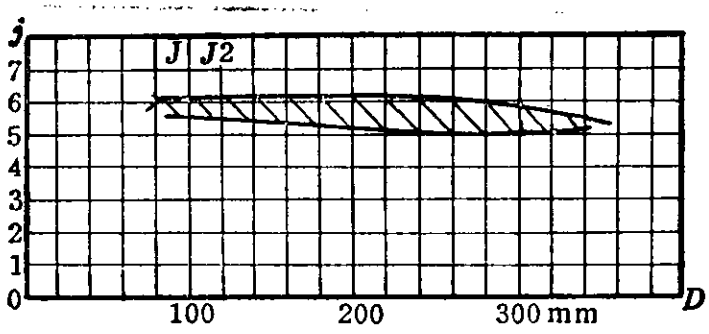


图 3-20

导线截面积确定后，即可根据线规表查得导线的规格。

如果电机的铭牌已经遗失，额定电流也不知道，在这种情况下，可根据定子槽形大小来计算导线截面积，步骤如下：

(1) 正确测量出定子槽尺寸，算出槽的面积F=面积A+面积B（毫米^2），如图3-21所示。

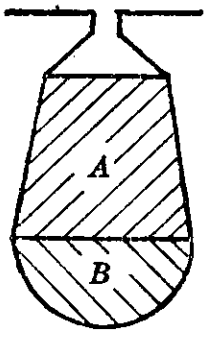


图 3-21

(2) 根据经验公式，求出槽内导线的总面积

$$S_{总} = F \cdot K \qquad (3\text{-}60)$$

式中 K叫填充系数，可从表 3-4 中选取。取较大的K值时，槽的空间利用充分，但下线较困难。对于原来采用双纱包线的老型号电机，在修理时改用高强度漆包线，可仍按双纱包线时的 K 值计算，否则导线截面将过大。

表 3—4

导线种类	填充系数
双纱包圆铜线	0.32—0.35
单纱漆包圆铜线	0.38—0.4
高强度漆包圆铜线	0.42—0.45

(3) 求出每根导线截面积

$$S = \frac{S_{总}}{N} \text{（毫米}^2\text{）} \qquad (3\text{-}61)$$

式中 N是每槽导线数。单层绕组 $N = w_y$，双层绕组$N = 2w_y$，w_y 为每个线圈匝数。根据 S 值即可由线规表格查得导线的规格。

(4) 求出额定电流

$$I_{相} = Sj \qquad (3\text{-}62)$$

电流密度 j 可由图 3-19 或图 3-20 选取。

(5) 估算电机的额定功率

$$P_{\text{额}} = 3U_1 I_{相} \cos\varphi \cdot \eta \cdot 10^{-3} \text{（千瓦）} \qquad (3\text{-}63)$$

式中U_1（伏）是额定相电压，$I_{相}$（安）是额定相电流，cosφ是功率因数，η是效率。cosφ及η可参考表3-5选取。大容量选用较大值，小容量选用较小值。

表 3—5

	2 极		4 极		6、8 极	
	cosφ	η	cosφ	η	cosφ	η
1—10千瓦	0.86～0.89	0.79～0.86	0.79～0.87	0.78～0.86	0.72～0.82	0.76～0.86
10—100千瓦	0.89～0.92	0.86～0.91	0.87～0.91	0.86～0.91	0.82～0.90	0.86～0.91

四、异步电动机的改极重绕

当电源频率恒定时，三相异步电动机的转速与极数成反比。因此有时根据生产实际中的需要，在电机修理时改变电动机的极数以改变转速。改极重绕时的匝数计算方法及步骤与前面所述的相同，但由于极数改变后，对电机内部的参数影响很大，如稍不注意，改极后的电机性能可能极差，甚至不能使用。因此在改极重绕定子绕组时应注意下列几个方面。

1．定、转子槽配合

异步电动机定、转子槽数与极数间要有一定的配合关系，不然的话，异步电动机可能出现起动困难、噪音或振动等现象（参考§6-5）。因此当电机改变极数时，应检查定转子槽数的配合是否适用于改变后的极数。通常，定子及转子槽数

表 3—6

极数 $2p$	定子槽数	直槽转子槽数	斜槽转子槽数
2	18	—	16,26
	24	[16],32	(18),20,(30),(31),33,34,35
	30	22,38	(18),20,21,23,(24),37,39,40
	36	26,28,44,46	25,27,29,43,45,47
	42	32,34,50,52	—
	48	38,40,56,58	37,39,41,55,57,59
4	24	[32]	16,[20],22,30,33,34,35,36
	36	26,(44),46	(24),27,(28),(30),[32],45,48
	42	(34),(50),52,54	(33),34,[38],(51),53
	48	34,38,56,58,62,64	(36),(39),40,[44],57,59
	60	50,52,68,70,74	48,49,51,56,64,69,71
	72	62,64,80,82,86	61,63,68,76,81,83
6	36	26,42,[48]	33,47,49,50
	54	44,64,66,68	42,43,65,67
	72	56,58,62,82,84,86,88	57,59,60,61,83,85,87
	90	74,76,78,80,100 102,104	75,77,79,101,103,105
8	48	34,62,[64]	35,44,46,61,63,65
	54	—	58,62
	72	58,86,88,90	56,57,59,85,87,89
	84	66,(68),70,98,100, 102,104	(68),(69),(71),(97),(99), (101)
	96	78,82,110,112,114	79,80,81,83,109,111,113

注：圆括弧中的槽数具有较坏的起动性能，方括弧中的槽数不能在制动情况下运行（“制动运行”见第五章）。

Z_1 和 Z_2 的配合应符合下列要求：

$$\left.\begin{array}{ll} Z_1-Z_2\neq 0 & Z_1-Z_2\neq \pm 2p \\ Z_1-Z_2\neq \pm 1 & Z_1-Z_2\neq \pm 2p\pm 1 \end{array}\right\} \qquad (3\text{-}64)$$

式中 Z_1 是定子槽数，Z_2 是转子槽数，p 是极对数。

表 3-6 给出了鼠笼式电动机转子槽数的推荐值，从中可查得当前使用中较满意的定、转子槽配合数据。但上述要求及表列数据并不是绝对的。有的虽不符合式 3-64 及表 3-6 的要求，但采取适当措施后，电动机的运行性能也同样很好。

2．铁心有关部分磁通密度的核算

当电机极数改少时，往往出现轭部磁通密度过高。因为从式 $\tau=\frac{\pi D}{2p}$ 可以看出，在定子内径不变的情况下，减少极数就等于增大极距，每极总磁通是随着极距增大而增加的，在轭部尺寸不变的情况下，便会出现轭部磁通密度过高的现象，因此在电机由多极改成少极的情况下，必须根据式 3-48 核算轭部磁通密度。轭部磁通密度以不超过 15000 高斯为宜。

3．当电动机由低速改高速时，电动机的容量可以增大，但由于轭部磁通密度的限制，电动机的容量不可能与转速成正比增加。当电动机由高速改为低速时，电动机的容量将减小，又由于电机散热条件的变坏，电机容量降低值要大于转速减低的比例。因此在改变电动机的极数时，要注意改极后的容量是否适合所配用的机器设备。

4．由低速改为高速时，对转子最好做动平衡试验，以防止高速时振动太大。

总之，异步电动机改变极数重换绕组后，由于铁心各部分的磁通密度不能都保持在恰当的范围内，因而电动机的效率、功率因数、空载电流、起动电流、转矩和温升等都可能有较大的变动，所以在一般情况下，不要随意改极重绕。

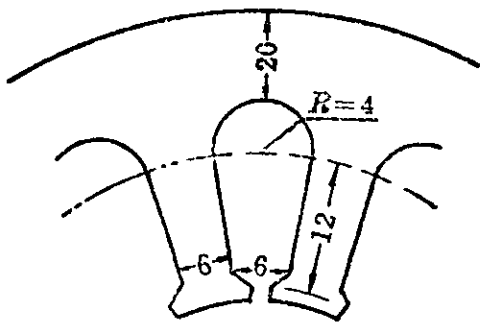


图 3-22

例题：一台无铭牌的封闭式电机，硅钢片质量较好，定子齿、槽的横截面如图 3-22 所示。测得定子铁心外径 D_a = 210 毫米，内径 D = 136 毫米，铁心长 l = 100 毫米，定子轭高 h_{j1} = 20 毫米，定子槽数 Z_1 = 36，槽形尺寸如图示，求每相绕组串联匝数及每个线圈匝数，并估算额定容量。

解：(1) 确定极数

将测得的数据 D = 13.6 厘米，轭高 h_{j1} = 20 毫米 = 2 厘米，代入式 3-58 得

$$p = 0.28\frac{D}{h_{j1}} = 0.28\frac{13.6}{2} = 1.9$$

取极对数 p = 2，所以是 4 极电机。

(2) 选择绕组型式。该电机为 4 极 36 槽，定子外径为 21 厘米，参考同类型的电机可采用单层交叉链式绕组。并采用△接法，单路串联。

(3) 极距 $\tau = \dfrac{\pi D}{2p} = \dfrac{\pi \times 13.6}{2 \times 2} = 10.66$(厘米)

(4) 因该电机的铁心质量较好，查表 3-3，取气隙磁通密度 B_δ = 7200 高斯，于是每极磁通

$$\phi_1 = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l = \frac{2}{\pi} \times 7200 \times 10.66 \times 10 = 4.88 \times 10^5 (\text{麦})$$

(5) 核算齿部及轭部磁通密度

从图 3-22 知，齿宽 $b_{z1} = 6$ 毫米 $= 0.6$ 厘米，轭高 $h_{j1} = 2$ 厘米，根据式 3-47，计算齿部磁密

$$B_{z1} = \frac{B_\delta t_1}{b_{z1} k_c}$$

其中定子齿距 $t_1 = \frac{\pi D}{Z_1} = \frac{\pi \times 13.6}{36} = 1.185$ (厘米)，迭压系数 k_c 取 0.95，则

$$B_{z1} = \frac{7200 \times 1.185}{0.6 \times 0.95} = 15000(\text{高})$$

根据式 3-48，计算轭部磁密

$$B_{j1} = \frac{\phi_1}{2 h_{j1} l k_c} = \frac{4.88 \times 10^5}{2 \times 2 \times 10 \times 0.95} = 12850(\text{高})$$

可见 B_{j1} 及 B_{z1} 都在合适的范围内。

(6) 绕组系数

单层交叉链式绕组的短距系数 $k_{y1} = 1$。由于每极每相槽数

$$q = \frac{Z_1}{2mp} = \frac{36}{2 \times 3 \times 2} = 3,$$

查表 2-2 得分布系数 $k_{q1} = 0.96$，故绕组系数 $k_{w1} = k_{q1} = 0.96$。

(7) 每相绕组的串联匝数。

根据式 3-52 知道

$$w_1 = \frac{k_E U_1 \cdot 10^8}{4.44 f \phi_1 k_{w1}}$$

因为是△接法，$U_1 = 380$ 伏。由图 3-18 查得 $k_E = 0.85$，故

$$w_1 = \frac{0.85 \times 380 \times 10^8}{4.44 \times 50 \times 4.88 \times 10^5 \times 0.96}$$

$$= 310(\text{匝})$$

(8) 每个线圈的匝数

因为是单层绕组，每个线圈的匝数等于每槽导体数，而且是单路串联 $a=1$，于是

$$w_y = N = \frac{aw_1}{pq} = \frac{310}{2 \times 3} = 51.8(\text{匝}).$$

取 $w_y = 52$ 匝，每相匝数 $w_1 = 52 \times 6 = 312$(匝)。

若利用简化公式 3-56，

$$w_1 = \frac{4pU_1 \cdot 10^5}{B_\delta Dl} = \frac{4 \times 2 \times 380 \times 10^5}{7200 \times 13.6 \times 10} = 311(\text{匝}),$$

与上述结果非常接近，但计算方便得多。

(9) 根据图 3-22 的槽形尺寸计算槽的面积，[假定槽楔厚 2 毫米，因此梯形的高 $= 12 - 2 = 10$(毫米)]

$$F = \frac{1}{2}\pi \cdot 4^2 + \frac{1}{2}(8+6) \times 10 = 95(\text{毫米}^2)$$

(10) 决定采用 QZ 高强度漆包线，取填充系数 $K = 0.43$，于是导线截面积

$$S = \frac{S_{总}}{N} = \frac{F \cdot K}{N} = \frac{95 \times 0.43}{52} = 0.786(\text{毫米}^2)$$

从线规表查得 $\phi 1.0$ 的导线，其截面积为 0.785 毫米^2

(11) 估算电动机的额定电流及额定功率

从图 3-19 选取电流密度 $j = 6$ 安/毫米^2，于是额定相电流

$$I_{相} = jS = 6 \times 0.785 = 4.71(\text{安培})$$

额定线电流 $I_N = \sqrt{3}\, I_{相} = \sqrt{3} \times 4.71 = 8.15$(安)

取 $\cos\varphi = 0.85$，$\eta = 0.85$，则电动机的额定输出功率

$$P_N = \sqrt{3}\, U_N I_N \cos\varphi \cdot \eta \cdot 10^{-3}$$
$$= \sqrt{3} \times 380 \times 8.15 \times 0.85 \times 0.85 \times 10^{-3}$$
$$= 3.88(\text{千瓦})$$

小　结

定子绕组磁势是异步电动机原理的基础，掌握了定子磁势的性质及计算方法，有助于我们进一步分析异步电动机的运行原理及工作性能。

因为电枢绕组是由许多线圈组成的，所以了解一个线圈的磁势是掌握整个绕组磁势的基础。每个线圈产生的磁势是矩形波磁势，它在空间的位置是固定的，它的大小则随时间而变化，这种磁势称为脉振磁势。利用谐波分析法可将矩形波磁势分解成基波及一系列谐波磁势。

把每相绕组的线圈磁势相加，便可得每相绕组的合成磁势，相加的方法与第二章中求每相电势的方法相类似。但应注意，相邻线圈中的电势在时间上相位差 α 电角度；而相邻线圈产生的基波磁势则在空间相互间隔 α 电角度。采用短距及分布绕组后，基波磁势虽略有减小，但谐波磁势可大大削弱，使磁势波形接近于正弦形。

单相绕组产生的是脉振磁势，而三相对称电流通过三相绕组产生的基波合成磁势是旋转磁势。三相基波磁势的转速 $n_1 = \dfrac{60f}{p}$ 转/分，它的幅值是单相脉振磁势幅值的 $\dfrac{3}{2}$ 倍，即 $F_1 = \dfrac{3}{2}F_{\phi 1}$，当某相电流达最大值时，三相基波磁势的波幅就刚

好在该相绕组的轴线上，三相旋转磁势的转向总是从带有超前电流的相转向带有滞后电流的相。基波磁势的这些基本关系不仅分析异步电动机时有用，而且分析其它的交流电机时同样有用。

三相绕组产生的高次谐波磁势中，$\nu=3k$（k为正整数）次谐波的合成磁势为零；$\nu=(6k+1)$次谐波为正方向旋转磁势；$\nu=(6k-1)$次谐波为反方向旋转磁势。它们的极数是基波旋转磁势的ν倍，而转速为基波的$\frac{1}{\nu}$。在正常电机中，高次谐波旋转磁势一般已被削弱得很小。

在异步电机中漏电抗的大小对电机性能有重大影响，我们对影响漏电抗大小的因素作了定性分析。通过分析知道，所有电抗都与绕组的匝数平方成正比，与磁通所经途径的磁阻成反比。

在异步电机的磁路中，气隙的长度虽仅0.2～1毫米，但在产生主磁通所需的激磁磁势中，气隙所占的比重最大，通常达60%以上。

激磁电流的大小与定子绕组的匝数平方成反比。因此，设计或修理电机时若激磁电流过大，可采用适当增多定子绕组匝数的办法来解决。但是定子绕组匝数的多少对电机的性能有多方面的影响，不能片面由激磁电流的大小来决定。

第四章　异步电动机的运行分析

异步电动机是把电能变换为机械能的机器，同其它的机器一样，它具有自己的运行性能。这里我们以工厂常见的电动机带动车床为例，来观察电动机运行时的工作情况。

在车床工作时，电动机通过齿轮带动工件旋转。当刀具切削工件时，工件就受到一个切削力，如图 4-1 所示。切削力 F_c 的方向与工件旋转的方向相反，所以电动机受到一个与旋转方向相反的负载转矩。当电动机稳定运行时，电动机转轴上的输出转矩与负载转矩大小相等而方向相反。如果增大进刀量，工件所受的切削力 F_c 增大，即电动机轴上的负载转矩增大，我们看到电动机仍能稳定地继续运转，这说明电动机能相应地产生较大的电磁转矩来使转轴的输出转矩与负载转矩平衡。同时通过仪器我们可以观察到：随着负载转矩的增大，电动机的定子电流及从电网吸取的功率都相应增大，而电动机的转速略有下降。

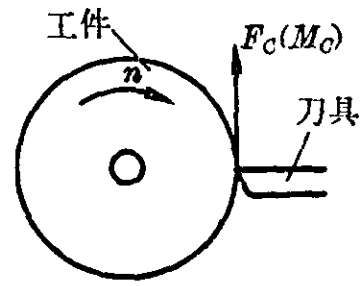


图　4-1

电动机产生的转矩为什么能在一定范围内随着负载转矩的大小而变化？为什么电动机轴上负载转矩的变化会影响到定子绕组中电流和电功率的变化？电动机的转速和转矩的关系怎样？要解决这些问题，我们就应从电机内部的电磁规律

去找原因，分析其矛盾。因此在本章中，我们首先从异步电动机的基本电磁关系——电势及磁势平衡方程式着手，推导出异步电动机的等效电路，然后利用等效电路来分析及计算异步电动机的运行性能。

§4-1 异步电动机的电势平衡方程式

一、定子绕组的电势平衡方程式

前面讲过，在定子绕组内通入三相对称电流时，就产生主磁通 ϕ_1，它以同步转速 n_1 旋转，同时切割定子和转子绕组，并在其中感应电势。下面先分析定子绕组的感应电势。

根据式 2-24，感应电势的有效值为

$$E_1 = 4.44 f_1 w_1 \phi_1 k_{w1} \cdot 10^{-8} (伏)$$

式中 w_1 是定子每相绕组的串联匝数，k_{w1} 是定子绕组的绕组系数，ϕ_1(麦)是旋转磁场每极磁通。

异步电机定子绕组通过电流时产生磁通，其中除穿过空气隙而与定子绕组和转子绕组相匝链的主磁通 ϕ_1 外，还产生仅与定子绕组相匝链的漏磁通 $\phi_{1\sigma}$。漏磁通 $\phi_{1\sigma}$ 将在定子绕组中感应电势 $\dot{E}_{1\sigma}$。该感应电势通常用漏电抗压降的形式表示为：

$$\dot{E}_{1\sigma} = -j\dot{I}_1 x_{1\sigma}$$

式中 $x_{1\sigma} = 2\pi f_1 L_{1\sigma}$ 是定子绕组的每相漏电抗；$L_{1\sigma}$ 是定子绕组的漏电感系数。

由于定子绕组中还存在电阻 r_1，因此流过电流时还将产生电阻压降 $\dot{I}_1 r_1$。根据电压平衡关系，外加电压 $\dot{U}_1$ 应等于绕组中全部电压降落之和：

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + (-\dot{E}_{1\sigma}) + \dot{I}_1 r_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_{1\sigma})$$
$$= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1 Z_{1\sigma} \qquad (4\text{-}1)$$

其中 $Z_{1\sigma} = r_1 + jx_{1\sigma}$ 叫定子绕组的漏阻抗。

二、转子绕组的电势及电流

1．转子绕组的电势

异步电动机的磁通 ϕ_1 在空气隙中以同步转速 n_1 旋转，若转子以转速 n 旋转，则电机的主磁通便以 (n_1-n) 的相对转速切割转子绕组，于是在转子中感应电势和电流。其交变频率为

$$f_2 = \frac{p(n_1-n)}{60} = \frac{pn_1}{60} \cdot \frac{n_1-n}{n_1} = sf_1 \qquad (4\text{-}2)$$

式中 $f_1 = \frac{pn_1}{60}$ 是定子绕组中电势的频率，即电源频率，

$$s = \frac{n_1-n}{n_1}$$

叫转差率。

从式 4-2 可以看出，异步电动机转子中电势和电流的交变频率与转差率成正比。当转子不转动时 $(n=0,\ s=1)$，$f_2 = f_1$．若转子达到了同步转速，则 $f_2 = 0$。在额定负载时，异步电动机的转差率 s_N 很小，通常约在 0.015～0.06 的范围内。所以正常运转时，转子电势的频率很低，在额定负载时只有 0.5～3 赫。

当转子旋转时，旋转磁通 ϕ_1 在转子绕组中产生感应电势，它的有效值为

$$E_{2s} = 4.44 f_2 w_2 \phi_1 k_{w2} \cdot 10^{-8}$$

$$= 4.44sf_1w_2\phi_1k_{w2} \cdot 10^{-8}(伏) \qquad (4-3)$$

其中 w_2、k_{w2} 分别为转子绕组的每相匝数及绕组系数。

当转子静止时，转子每相绕组内的感应电势为

$$E_2 = 4.44f_1w_2\phi_1k_{w2} \cdot 10^{-8}(伏) \qquad (4-4)$$

将式 4-3 与式 4-4 比较，可得

$$\frac{E_{2S}}{E_2} = s，\text{或 } E_{2S} = sE_2 \qquad (4-5)$$

上式说明，旋转时转子绕组的感应电势 E_{2S} 等于不转时的电势 E_2 乘以转差率 s。也就是说，转子绕组的感应电势与转差率成正比变化。转子未转，即 s = 1 时，转子电势为 $E_{2S} = E_2$。当转子转速升高时，转差率 s 变小，转子绕组内的感应电势也减小。

2．转子绕组的阻抗

转子绕组中流过电流 I_2 时，也要产生转子漏磁通 $\phi_{2\sigma}$，因此在转子绕组中也会产生漏电抗压降。设转子每相绕组的漏电抗为 $x_{2\sigma_s}$，则

$$x_{2\sigma_s} = 2\pi f_2L_{2\sigma} = 2\pi sf_1L_{2\sigma} = sx_{2\sigma}$$

式中 $L_{2\sigma}$ 是转子绕组的漏电感系数；$x_{2\sigma}$ 是转子静止时，转子绕组的漏电抗。

可见，转子的漏电抗也是与转差率 s 成正比的。

设转子绕组每相的电阻为 r_2，于是转子绕组的每相漏阻抗是

$$Z_{2\sigma_s} = r_2 + jsx_{2\sigma}$$

3．转子绕组中的电流

异步电动机的转子绕组往往自成闭路，处于短路状态，其端电压 $U_2 = 0$。所以转子绕组的电压平衡方程式为

$$\dot{E}_{2s} - \dot{I}_2 Z_{2\sigma s} = 0$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{Z_{2\sigma s}} = \frac{s\dot{E}_2}{r_2 + jsx_{2\sigma}} \tag{4-6}$$

电流的有效值为

$$I_2 = \frac{sE_2}{\sqrt{r_2^2 + (sx_{2\sigma})^2}} \tag{4-7}$$

上式表明，转子电流 I_2 也是随着转差率 s 而变化的。s $=0$ 时，$I_2 = 0$。当 s 从零增大时，式 4-7 分子上的转子电势与 s 成正比，而在分母中，当 s 很小时，$sx_{2\sigma}$ 比 r_2 小得多，近似地可以忽略不计，所以 I_2 与 s 成正比地增大。当 s 较大而接近于 1 时，分母中 $sx_{2\sigma}$ 已占主要成分（一般电机中 $x_{2\sigma} > r_2$）。因此当 s 再增大时，分母也增大得较快。此时转子电流就增大得很慢了。$I_2 = f(s)$ 的曲线如图 4-2 所示。

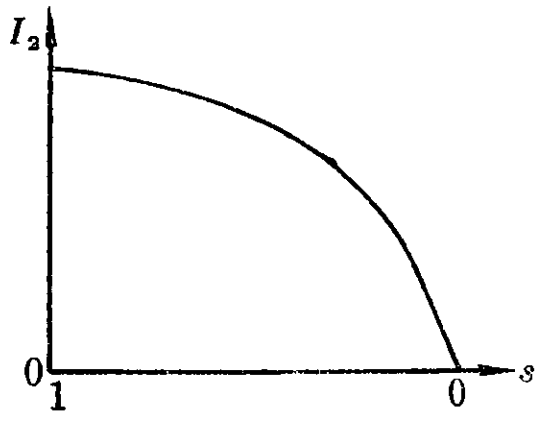


图 4-2

利用上述转子电流随转差率 s 变化的情况，可以简略地说明异步电动机的电磁转矩会随着负载的变化而相应地增大或减少。比如电动机开始在某一转差率 s 下稳定运行，这时它所产生的电磁转矩与负载转矩相互平衡。假设再增大负载转矩（例如加大车床切削时的进刀量），一开始电动机产生的转矩没有相应增大，电动机的转矩小于负载转矩，这必然会使电动机的转速下降，转差率 s 随之增大，于是转子绕组中的感应电势 $E_{2s} = sE_2$ 增大，转子电流 I_2 也就增大。由于

电动机在额定负载范围内运行时，转差率很小，从图 4-2 可知，这时转子电流的大小近似地与转差率成正比。所以 s 增大时，旋转磁场与转子电流相互作用所产生的电磁转矩也近似地与 s 成正比增大。因此当负载增大时，电动机能够在转速略有下降的情况下产生较大的电磁转矩，重新与负载转矩平衡而继续稳定地运行。电磁转矩随着转差率变化的情况以及计算的方法将在以后详细讨论。

§4-2 异步电动机的磁势平衡规律

从上一节知道，异步电动机的负载转矩增大时，转子电流及电磁转矩会相应地增大。但是为什么负载的变化会影响定子电流呢？要说明这个问题，需要进一步分析电机内部的电磁规律。第三章中讲过，当定子三相绕组中通过电流时，会产生旋转磁势。同样在转子绕组中流过电流时，也一定会产生磁势。那末转子磁势的大小和性质怎样呢？它对定子电流及定子绕组产生的旋转磁势会产生怎样的影响呢？这是本节要讨论的问题。

一、转子磁势的大小及转速

当异步电动机的转子以转速 n 旋转时，气隙旋转磁场与转子的转差为 $n_1 - n = sn_1$，因而在转子绕组中感应电势及电流的频率为 $f_2 = sf_1$。由于转子绕组也是一个对称的多相绕组，所以在转子绕组中流过电流时也产生旋转磁势。根据旋转磁势的转速与频率的关系式 $n_1 = \frac{60f_1}{p}$ 转/分，可知转子磁

势相对转子的转速为：

$$n_2=\frac{60f_2}{p}=\frac{60sf_1}{p}=sn_1=n_1-n$$

现在转子是以转速 n 在旋转，因此转子绕组产生的磁势在空间的转速（也就是相对定子的转速）是

$$n_2+n=(n_1-n)+n=n_1 \qquad (4\text{-}8)$$

由式（4-8）可知，不论转子的转速是多大，转子电流产生的磁势在空间总是以同步转速 n_1 旋转，它与定子磁势的转速相同，也就是说转子磁势与定子磁势之间没有相对运动，它们是相对静止的。

假若转子绕组的相数是 m_2，仿照式 3-22 和式 3-12 $F_1=\frac{m_1}{2}F_{\varphi 1}$ 和 $F_{\varphi 1}=0.9\frac{Iw}{p}k_{w1}$，则转子基波合成磁势的幅值为

$$F_2=\frac{m_2}{2}F_{\varphi 2}=\frac{m_2}{2}0.9\frac{I_2w_2k_{w2}}{p}\text{（安匝/极）} \qquad (4\text{-}9)$$

二、磁势平衡方程式

当异步电动机空载运行时，电动机轴上的负载转矩为零，因此转子绕组中的电流极小，$I_2\approx 0$，$F_2\approx 0$。这时电动机中只存在定子电流产生的旋转磁势，它在电机中产生主磁通 ϕ_1。所以空载时定子绕组中的电流可以认为就是产生主磁通所需的激磁电流 I_m，此时定子的磁势称为激磁磁势 F_m，即

$$F_1=F_m=\frac{m_1}{2}0.9\frac{w_1k_{w1}}{p}I_m$$

异步电动机有负载时，转子绕组中就有 I_2 通过，将产生一个与定子磁势同样转速的旋转磁势 F_2，因此电机中便同时

存在定子及转子产生的磁势。$\dot{F}_2$ 的出现必然要对主磁通发生影响，企图改变主磁通 ϕ_1 的大小。那么，ϕ_1 的值是否能随意变化？这必须结合定子电势平衡方程式 $\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_{1\sigma})$ 来进行分析。在电势平衡方程式中，定子绕组中的感应电势 $\dot{E}_1$ 与电源电压 $\dot{U}_1$ 之间相差一个漏阻抗压降。当异步电动机在额定负载范围内运行时，定子漏阻抗压降所占的比重很小，而电源电压 $\dot{U}_1$ 在正常情况下又是恒定不变的，所以异步电动机定子感应电势 $\dot{E}_1$ 的变化很小，可以认为是一个近乎不变的数值。而在感应电势方程式 $E_1 = 4.44 f_1 w_1 \phi_1 k_{w1} \cdot 10^{-8}$ 中，f_1、w_1、k_{w1} 都是常数，所以 E_1 与主磁通 ϕ_1 成正比。因此，当异步电动机负载运行时，由于感应电势 E_1 的值近似不变，于是主磁通 ϕ_1 也近似不变，因而产生主磁通 ϕ_1 的激磁磁势 F_m 也应近似不变。由此可见，在转子绕组中通过电流产生磁势 $\dot{F}_2$ 的同时，定子绕组就增加一个电流分量，使这部分电流产生的磁势 $\dot{F}'_1$ 抵消转子电流产生的磁势 $\dot{F}_2$，从而保持总磁势 $\dot{F}_m$ 近乎不变，使电机仍能产生一个必需的主磁通 ϕ_1。因此在有负载时，定子绕组产生的磁势 $\dot{F}_1 = \dot{F}'_1 + \dot{F}_m = (-\dot{F}_2) + \dot{F}_m$。这就是说，定子磁势包含两个分量：$\dot{F}'_1$ 的作用是抵消转子磁势，所以它与转子磁势大小相等而方向相反；$\dot{F}_m$ 的作用是产生主磁通 ϕ_1，ϕ_1 在定子绕组中感应电势 E_1，来与电源电压相平衡。等式 $\dot{F}_1 = (-\dot{F}_2) + \dot{F}_m$ 又往往写成下列形式

$$\dot{F}_1 + \dot{F}_2 = \dot{F}_m \qquad (4\text{-}10)$$

把磁势与电流的关系代入式 4-10，则得

$$\frac{m_1}{2} 0.9 \frac{w_1 k_{w1}}{p} \dot{I}_1 + \frac{m_2}{2} 0.9 \frac{w_2 k_{w2}}{p} \dot{I}_2 = \frac{m_1}{2} 0.9 \frac{w_1 k_{w1}}{p} \dot{I}_m$$

整理之，得

$$\dot{I}_1 + \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}} \dot{I}_2 = \dot{I}_m \qquad (4\text{-}11)$$

式中 $\dot{I}_1$是定子每相电流，$\dot{I}_2$是转子每相电流，$\dot{I}_m$是定子每相激磁电流。

如果异步电动机空载运行，$s \approx 0$，$I_2 \approx 0$，从式 4-11 中可以看出，$\dot{I}_1 \approx \dot{I}_m$，定子电流近似地为激磁电流。当负载运行时，转子电流$\dot{I}_2$增大，为了抵消转子电流所产生的磁势，定子电流也要随之增大。

§4-3 异步电动机的等效电路及其简化

通过上面两节的分析，我们得出了定、转子电势及电流的基本关系式。但是直接利用这些方程式去求解，仍然是比较复杂的。这主要是由于定、转子绕组的相数、匝数不同，转子电势的频率也与电源频率不同，使计算很不方便。因此，在实际分析计算时都采用等效电路的方法。所谓等效电路法，就是把异步电动机定、转子中电和磁的相互关系利用电路的形式等效地表示出来，这样就可以使分析大为简便。

要得出异步电动机的等效电路，通常是把转动的异步电动机折算成静止不转的，然后再把转子中的量都折算到定子方面去。在折算过程中，应使电动机从电网吸取的功率和定、转子中的损耗都与原来一样。通过上述步骤可以把异步电机化成一个由电阻、电抗组成的等效电路。

一、把旋转的异步电动机折算为转子静止的异步电机

从式 4-6 已经知道异步电动机在旋转时的转子电流

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_{2s}}{r_2+jsx_{2\sigma}}=\frac{s\dot{E}_2}{r_2+jsx_{2\sigma}} \tag{4-12}$$

式中 $\dot{E}_{2s}$ 是转差率为 s 时转子绕组中的感应电势。

如果把上式中的分子及分母都除以转差率 s，则转子电流

$$\dot{I}_2=\frac{\dot{E}_2}{\frac{r_2}{s}+jx_{2\sigma}} \tag{4-13}$$

显然，式 4-12 及式 4-13 所表示的转子电流的大小和相位都没有发生变化，它们的相量图分别如图 4-3(a)及(b)所示。不过它们代表的意义却不相同了。在式 4-12 中转子绕组的感应电势 $\dot{E}_{2s}$ 及漏电抗 $sx_{2\sigma}$ 都与转差率 s 成正比，具有频率 $f_2=sf_1$，这是对应于转子转动时的情况。而在式 4-13 中，转子绕组的感应电势及漏电抗为 $\dot{E}_2$ 及 $x_{2\sigma}$，都是对应于转子静

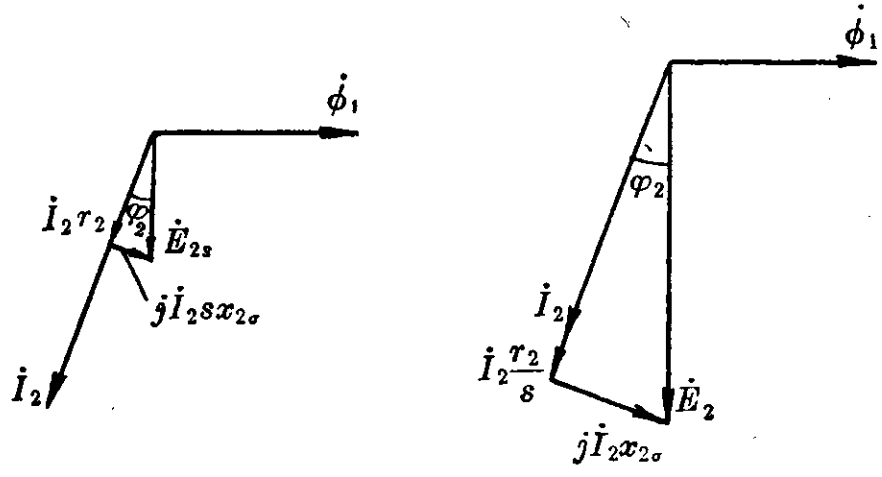


图 4-3

止不转时的情况，它们具有频率 $f_2=f_1$。由此可见，一台以转差率 s 在旋转的异步电动机，可用一台等效的静止电机来代替它。这时只要在等效的静止转子绕组中串入电阻 $r_2\frac{1-s}{s}$，使转子绕组的每相总电阻变为 $r_2+r_2\frac{1-s}{s}=\frac{r_2}{s}$，则等效静止电机转子电流的大小及相位便与旋转时相同，其等效电路如图 4-4 所示。

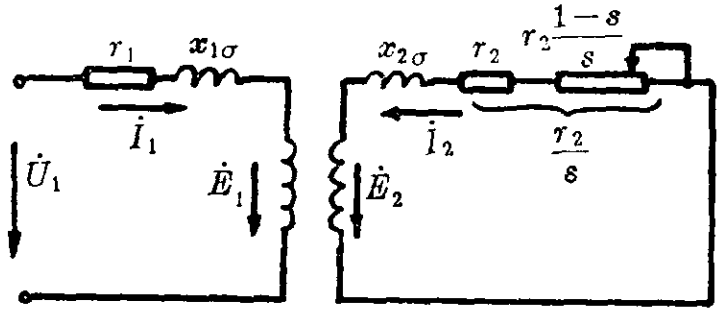


图 4-4

在上一节已经知道，不论转子静止不动或以任何转速转动，转子电流产生的磁势 $\dot{F}_2$ 总是与定子磁势 $\dot{F}_1$ 相对静止，它们在空间都以同步转速旋转。现在，等效静止转子绕组中电流的大小及相位都保持和转子旋转时一样，它产生的磁势大小、相位以及相对定子的转速都必然与转子旋转时完全一样。在上节中还知道，异步电动机的转子对定子电流的影响是通过转子磁势 $\dot{F}_2$ 来实现的。既然等效静止转子产生的磁势与转子旋转时完全相同，那么它对定子绕组的影响也与转子旋转时完全一样。我们从定子方面看，无从区别它是串联了附加电阻 $r_2\frac{1-s}{s}$ 的等效静止转子，还是以转差率 s 旋转的实际转子。用一个等效静止转子代替实际旋转的转子后，转子电势和电流的频率总是与定子电流的频率相等，使分析

过程大为简化，因此有时也称这种方法为频率的折算。

二、等效电路

假如异步电动机转子绕组的相数、匝数、及绕组系数与定子绕组完全相同，即 $m_2=m_1$，$w_2=w_1$，$k_{w2}=k_{w1}$。那么，在转子静止时，转子绕组的电势

$$E_2=4.44f_2w_2\phi_1k_{w2}\times10^{-8}=4.44f_1w_1\phi_1k_{w1}\times10^{-8}=E_1$$

与定子绕组的电势相等。因此在图 4-5(a)中，a 与 a'、b 与

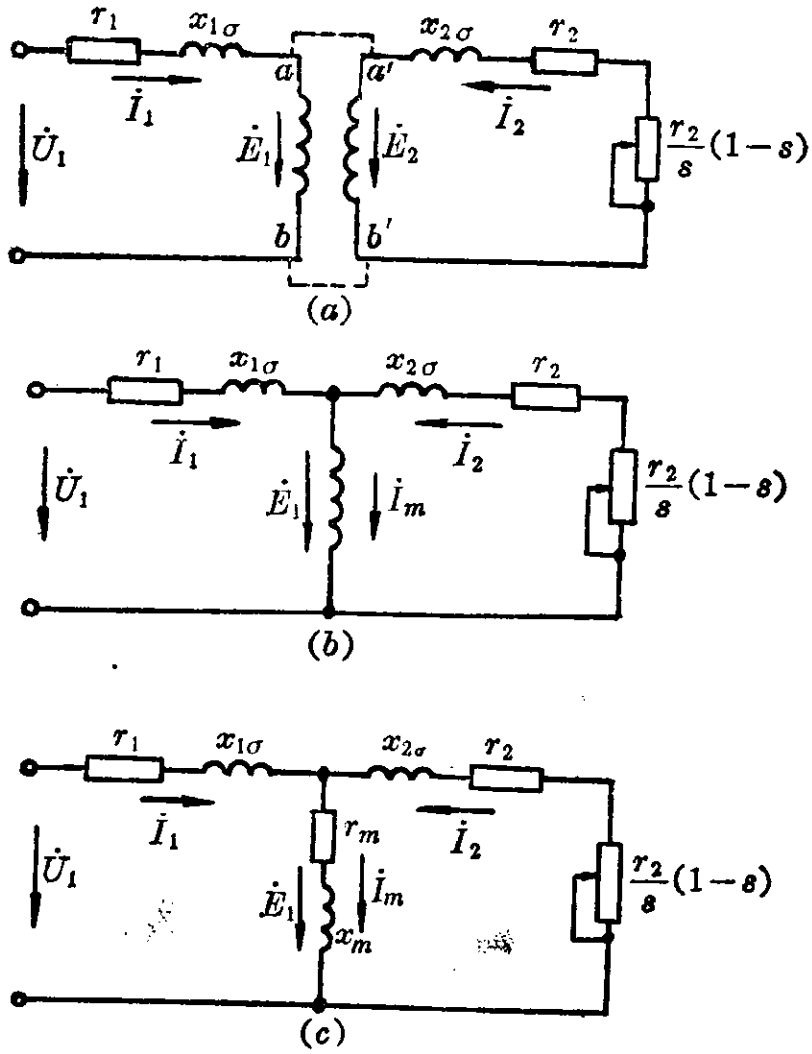


图 4-5

b' 均为等电位点。把它们连接起来后不会影响整个电路的情况。连接后，上述电路中的 ab 及 $a'b'$ 两个绕组可合并成一个线圈，如图 4-5(b)所示，显然线圈中的电流为 $\dot{I}_1+\dot{I}_2$。在式 4-11 中，因假定 $m_1=m_2$，$w_1=w_2$，$k_{w2}=k_{w1}$，则 $\dot{I}_1+\dot{I}_2=\dot{I}_m$，$\dot{I}_m$ 就是用来产生主磁通 ϕ_1 的激磁电流，所以这个支路称为激磁支路。激磁支路两端的电压为 $(-\dot{E}_1)$，因此激磁支路的阻抗可由下列关系式求出

$$-\dot{E}_1=\dot{I}_mZ_m=\dot{I}_m(r_m+jx_m)$$

式中 Z_m 是激磁支路的阻抗，称为激磁阻抗，x_m 是对应于主磁通 ϕ_1 的电抗，称为激磁电抗，r_m 是反映铁心中损耗的等效电阻。于是便得到图 4-5(c)所表示的等效电路。

三、异步电动机转子绕组的量折算到定子绕组

前面我们假设了转子绕组的相数、匝数、绕组系数都与定子绕组的相同。实际上，不论是绕组型或鼠笼型异步电动机，转子绕组的匝数、绕组系数等都与定子绕组不同，因此 $E_2\neq E_1$，a 与 a'、b 与 b' 都不是等电位点，不能把它们连接起来。为了能把定子及转子电路连接起来，而又要保持定子绕组中电势、电流不变，我们可以采用将转子绕组经过折算的方法来实现。所谓对转子绕组的折算，就是假想用一个相数、匝数及绕组系数与定子绕组完全一样的转子绕组代替原来相数为 m_2、匝数为 w_2 及绕组系数为 k_{w2} 的转子绕组，同时，在折算前后必须使电机内部的电磁关系和功率平衡关系保持不变。我们在折算过的量上都加上一撇，以与原来的量相区别。下面就分别说明电流、电势及阻抗的折算方法。

1．电流的折算

上面已经指出，转子对定子的影响是通过转子磁势 $\dot{F}_2$ 来实现的。因此如果要用一个相数为 m_1、匝数为 w_1、绕组系数为 k_{w1} 的等效转子来代替实际的转子，应该保持转子的磁势不变，即

$$\frac{m_2}{2}0.9\frac{w_2k_{w2}I_2}{p}=\frac{m_1}{2}0.9\frac{w_1k_{w1}I_2'}{p}$$

由上式可得

$$I_2'=\frac{m_2w_2k_{w2}}{m_1w_1k_{w1}}I_2=\frac{1}{k_i}I_2 \qquad (4\text{-}14)$$

式中

$k_i=\dfrac{m_1w_1k_{w1}}{m_2w_2k_{w2}}$ 称为异步电机的电流变比。

2．电势的折算

由于定子及转子的磁势在折算前后都保持不变，所以空气隙中的主磁通 ϕ_1 也保持不变。折算前转子静止时的感应电势为

$$E_2=4.44f_1w_2\phi_1k_{w2}\cdot10^{-8}$$

折算后，转子静止时的感应电势

$$E_2'=4.44f_1w_1\phi_1k_{w1}\cdot10^{-8}=E_1=k_eE_2 \qquad (4\text{-}15)$$

它与定子绕组中的感应电势 E_1 相等，式中

$k_e=\dfrac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}$ 称为异步电机的电压变比。

3．阻抗的折算

折算前后转子绕组中的损耗应该不变，即

$$m_1I_2'^2r_2'=m_2I_2^2r_2$$

折算后转子绕组的每相电阻

$$r_2' = \frac{m_2 I_2^2}{m_1 I_2'^2} r_2 = \frac{m_2}{m_1}\left(\frac{m_1 w_1 k_{w1}}{m_2 w_2 k_{w2}}\right)^2 r_2$$

$$= k_e k_i r_2 = k r_2 \qquad (4\text{-}16)$$

式中 $k = k_e k_i = \dfrac{m_1 w_1^2 k_{w1}^2}{m_2 w_2^2 k_{w2}^2}$ 称为转子阻抗的折算系数。

折算后，附加电阻上消耗的功率也应不变，即

$$m_1 I_2'^2 r_2' \frac{1-s}{s} = m_2 I_2^2 r_2 \frac{1-s}{s}$$

同样可得：

$$r_2' = k r_2$$

折算前后转子方面的无功功率也应不变，即

$$m_1 I_2'^2 x_{2\sigma}' = m_2 I_2^2 x_{2\sigma}$$

由此得出转子绕组折算后的漏电抗为

$$x_{2\sigma}' = \frac{m_2}{m_1}\left(\frac{I_2}{I_2'}\right)^2 x_{2\sigma} = k_e k_i x_{2\sigma} = k x_{2\sigma} \qquad (4\text{-}17)$$

通过上述的折算后，电动机的功率等关系都保持与原来一样，例如异步电动机转子的视在功率

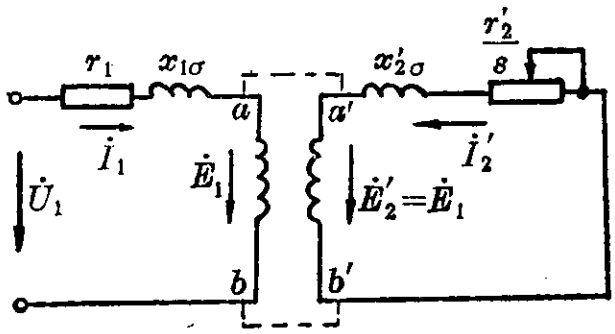
$$m_1 E_2' I_2' = m_1\left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\right) E_2 \cdot \left(\frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}}\right) I_2 = m_2 E_2 I_2$$

与折算前一样。所以按照上述三个步骤把转子各量进行折算，并不会改变定转子之间的能量传递关系。从定子方面看，所有电磁关系折算前后效果完全相同。

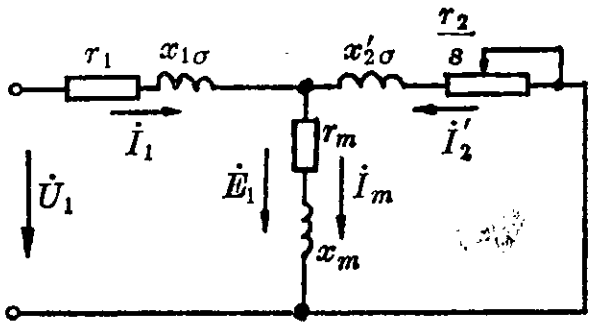
在转子静止时的电压平衡方程式 $\dot{E}_2 = \dot{I}_2\left(\dfrac{r_2}{s} + jx_{2\sigma}\right)$

中，代入 $\dot{E}_2 = \dfrac{\dot{E}_2'}{k_e}$，$\dot{I}_2 = k_i \dot{I}_2'$，$r_2 = \dfrac{r_2'}{k_e k_i}$ 等折算关系，则得

$$\dot{E}_2' = \dot{I}_2'\left(\frac{r_2'}{s} + jx_{2\sigma}'\right) \tag{4-18}$$



(a)



(b)

图 4-6

这个转子电压方程式已全部用折算过的量表示，其电路图如 4-6(*a*) 所示。这时转子每相电势 $\dot{E}_2' = \dot{E}_1$，因而 a 与 a'、b 与 b' 是等电位点。如上节所述，分别把 aa' 及 bb' 连接起来对电路不会发生影响，于是可得如图 4-6 (*b*) 所示的等效电路，这时激磁支路中的电流

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2' = \dot{I}_1 + \frac{m_2 w_2 k_{w2}}{m_1 w_1 k_{w1}}\ \dot{I}_2 = \dot{I}_m$$

激磁支路的阻抗为 $Z_m = r_m + jx_m$，与上节中所述的情况相同。从图 4-6 (*b*) 所示的等效电路中，我们可以得到异步电动机的电势及磁势平衡等基本方程式：

$$\left.\begin{aligned} \dot{U}_1 &= -\dot{E}_1 + \dot{I}_1(r_1 + jx_{1\sigma}) \\ \dot{E}_2' &= \dot{E}_1 = \dot{I}_2'\left(\frac{r_2'}{s} + jx_{2\sigma}'\right) \\ \dot{I}_1 &+ \dot{I}_2' = \dot{I}_m \\ -\dot{E}_1 &= \dot{I}_m(r_m + jx_m) \end{aligned}\right\} \tag{4-19}$$

等效电路中各个电阻及电抗的数值可通过实验或计算的方法求得。于是可以很方便地用解电路的方法来计算异步电动机的各种运行特性，使异步电动机的分析研究工作大为简化。

四、等效电路的简化

图（4-6）（*b*）所示的等效电路是一个串并联电路，计算起来还比较复杂。因此在实际应用中，有时把激磁支路移到输入端，如图 4-7 所示，等效电路便简化成一个单纯的并联电路，使计算工作更加简化。当然它与实际情况有些差别，会引起一些误差，但是对于一般的异步电动机而言，这个误差往往是很小的，在工程计算中是允许的。所以图 4-7 所示的简化等效电路也是较常用的。对于容量较小的异步电动机，由于激磁电流 $\dot{I}_m$ 及定子电阻 r_1 都相对较大，于是激磁电流所引起的阻抗压降 $\dot{I}_m(r_1+jx_{1\sigma})$ 也较大。应用简化等效电路计算时将产生较大的误差。

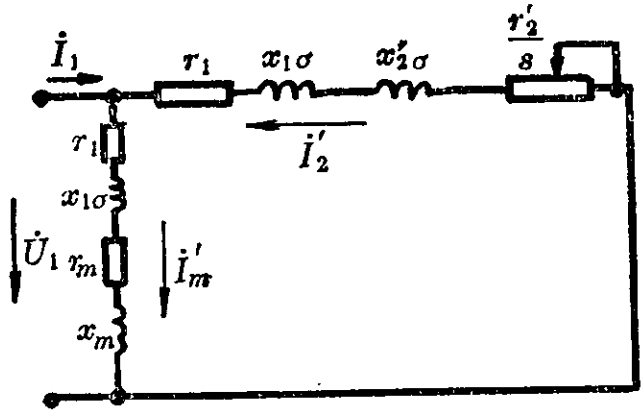


图 4-7

§4-4 异步电动机的功率及转矩平衡关系

本节应用等效电路来分析异步电动机的能量转换过程、

功率及转矩的平衡关系。

一、功率平衡方程式及效率

当三相异步电动机定子绕组接上电源后，输入到电动机的功率为

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1 (瓦) \qquad (4\text{-}20)$$

式中 U_1 及 I_1 分别为定子绕组的相电压和相电流，φ_1 是 $\dot{I}_1$ 与 $\dot{U}_1$ 之间的相位角。

输入功率 P_1 中的一小部分供给定子绕组中的电阻损耗，通常称为定子绕组的铜耗（铝线绕制的称铝耗）。其值为

$$p_{Cu1} = 3I_1^2 r_1 \ (瓦) \qquad (4\text{-}21)$$

另一小部分供给铁心中的涡流及磁滞损耗，总称为铁耗。由于在正常运行时转差率很小，转子铁心中磁通变化的频率很低，一般仅有 1-3 周/秒，所以转子铁心中的铁耗很小，常可忽略不计。在等效电路图 4-8 中，定子铁耗是用等效电阻 r_m 来计算的，其值为

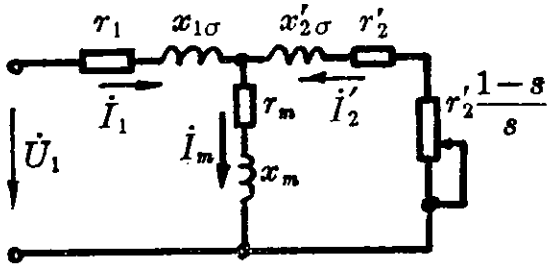


图 4-8

$$p_{Fe} = 3I_m^2 r_m (瓦) \qquad (4\text{-}22)$$

输入功率减去定子铜耗及铁耗后，其余部分则通过电磁作用从定子经过气隙传递到转子，这部分功率称为电磁功率，即

$$P_M = P_1 - p_{Cu1} - p_{Fe} \qquad (4\text{-}23)$$

由等效电路可知

$$P_M = 3E_2'I_2'\cos\varphi_2(瓦) \tag{4-24}$$

或
$$P_M = 3I_2'^2r_2' + 3I_2'^2r_2'\frac{1-s}{s} = 3I_2'^2\frac{r_2'}{s}(瓦) \tag{4-25}$$

式 4-24 中的 φ_2 是转子电流 $\dot{I}_2'$ 与电势 $\dot{E}_2'$ 间的相位角。

从式 4-25 可以看出，传递到转子的电磁功率，其中一小部分变成了转子绕组中的电阻损耗：

$$p_{Cu2} = 3I_2'^2r_2'(瓦) \tag{4-26}$$

电磁功率中的其余部分则消耗在等效的附加电阻 $r_2'\frac{1-s}{s}$ 上，其值为 $3I_2'^2r_2'\frac{1-s}{s}$。对于一旋转的实际转子来说，定子传递给它的电磁功率等于转子绕阻中的电阻损耗 p_{Cu2} 及电动机所产生的机械功率 P_Ω 之和。由此可见，机械功率 P_Ω 的数值应与等效电路附加电阻 $r_2'\frac{1-s}{s}$ 上消耗的功率相等，即

$$P_\Omega = P_M - p_{Cu2} = 3I_2'^2\frac{r_2'}{s} - 3I_2'^2r_2'$$

$$= 3I_2'^2r_2'\frac{1-s}{s}(瓦) \tag{4-27}$$

异步电动机所产生的机械功率并不能全部输出，因为转子转动时，还存在着轴承摩擦及风阻摩擦等损耗，总称为机械损耗 p_Ω。此外在定子及转子中还存在着附加损耗 p_Δ。产生附加损耗的原因是：异步电动机定、转子绕组中流过电流时，除了产生基波主磁通外，还产生高次谐波磁通及漏磁通，这些磁通也是随着电流而变的。当这些磁通穿过导线、定子和转子铁心、机座、端盖等金属部件时，会在其中感应

电势和电流，并引起损耗，这部分损耗就称为附加损耗。附加损耗不易计算，通常是按生产实践中积累的经验数据选取。异步电动机满载运行时，对于铜条鼠笼转子，附加损耗取为

$$p_{\Delta}=0.5\%P_N \tag{4-28}$$

对于铸铝鼠笼转子

$$p_{\Delta}=(1\sim3)\%P_N \tag{4-29}$$

式中 P_N 是异步电动机的额定功率。

从总的机械功率中减去机械损耗 p_{Ω} 及附加损耗 p_{Δ}，便得到异步电动机轴上的输出功率 P_2

$$P_2=P_{\Omega}-p_{\Omega}-p_{\Delta} \tag{4-30}$$

以上分析了异步电动机中功率传递以及各种损耗的情况，综合式 4-20 到式 4-30，可得功率平衡关系式

$$P_2=P_1-p_{Cu1}-p_{Fe}-p_{Cu2}-p_{\Omega}-p_{\Delta}=P_1-\Sigma p \tag{4-31}$$

式中 $\Sigma p=p_{Cu1}+p_{Fe}+p_{Cu2}+p_{\Omega}+p_{\Delta}$，即电动机的总损耗。图 4-9 简明地表达了异步电动机的功率传递关系。

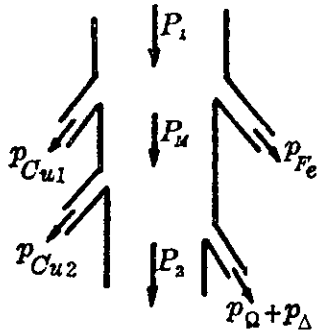


图 4-9

电动机的效率为输出功率与输入功率之比，即

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}100\%=\frac{P_1-\Sigma p}{P_1}100\%=\left(1-\frac{\Sigma p}{P_1}\right)100\% \tag{4-32}$$

异步电动机的效率是比较高的，如 JO2 系列（容量 0.6～100 千瓦）满载时的效率 η_N 在 74～92%之间，电机的容量越大，效率也越高。

由式 4-25 及式 4-26 可得电动机转子铜耗与电磁功率的关系为

$$\frac{p_{Cu2}}{P_M}=\frac{3I_2'^2r_2'}{3I_2'^2r_2'/s}=s \qquad (4\text{-}33)$$

可见，异步电动机的转差率 s 等于转子铜耗与电磁功率之比，转子电阻 r_2' 越大，转子铜耗就越大，异步电动机的转差率也就越大。

二、转矩平衡方程式

式 4-30 是异步电动机的机械功率平衡方程式，把方程式的两边都除以转子的角速度 $\Omega\left(\Omega=\frac{2\pi n}{60}\text{弧度/秒}\right)$，便得到相应的转矩平衡方程式，即

$$\frac{P_2}{\Omega}=\frac{P_\Omega}{\Omega}-\frac{p_\sigma}{\Omega}-\frac{p_\Delta}{\Omega}$$

于是

$$M_2=M-M_\sigma-M_\Delta \qquad (4\text{-}34)$$

式中 $M_2=\frac{P_2}{\Omega}$ 是电动机的输出转矩，$M=\frac{P_\Omega}{\Omega}$ 是电动机的转子电流与气隙磁通相互作用而产生的电磁转矩，$M_\sigma=\frac{p_\sigma}{\Omega}$ 是对应于机械损耗的阻力矩，$M_\Delta=\frac{p_\Delta}{\Omega}$ 是对应于附加损耗的阻力矩。

从式 4-34 可见，由电动机所产生的电磁转矩 M，减去了对应于机械损耗及附加损耗的阻力转矩后，才是电动机轴上的输出转矩 M_2。电动机稳定运行时，电动机的输出转矩 M_2 与它所拖动的机械负载转矩相等。

例题　一台 JO2-41-4 三相鼠笼型异步电动机，额定功

率 $P_N=4$千瓦，$U_{1N}=380$ 伏，$n_N=1442$ 转/分。它的定子绕组每相为 312 匝（△接法），绕组系数 $k_{w1}=0.96$，$r_1=4.47$ 欧，$x_{1\sigma}=6.70$ 欧，$x_m=188$ 欧，$r_m=11.9$ 欧，转子 26 槽，转子每相电阻 $r_2=0.0000769$ 欧，漏抗 $x_{2\sigma}=0.000238$ 欧。求在额定转速时的定子电流、功率因数、输入功率以及电动机的输出功率及效率。假设 $p_{\Delta}+p_{\Omega}=80$ 瓦。

解：把转子的参数折算到定子绕组，电压及电流的变比为：

$$k_e=\frac{w_1k_{w1}}{w_2k_{w2}}=\frac{312\times0.96}{0.5\times1}=599$$

$$k_i=\frac{m_1w_1k_{w1}}{m_2w_2k_{w2}}=\frac{3\times312\times0.96}{26\times0.5\times1}=69.2$$

折算后，转子绕组的每相电阻及漏电抗

$$r_2'=k_ek_ir_2=599\times69.2\times0.0000769=3.18\text{ 欧}$$

$$x_{2\sigma}'=k_ek_ix_{2\sigma}=599\times69.2\times0.000238=9.85\text{ 欧}$$

1．求定子电流 I_1　根据准确的等效电路求解，并取电压 $\dot{U}_1$ 为参考相量，即 $\dot{U}_1=380\underline{/0°}$.

定子阻抗　$Z_{1\sigma}=r_1+jx_{1\sigma}=4.47+j6.70$

转子阻抗　$Z_2'=\frac{r_2'}{s}+jx_{2\sigma}'=\frac{3.18}{0.0386}+j9.85$

$$=82.6+j9.85$$

当 $n=1442$ 转/分时，

$$s=\frac{n_1-n}{n_1}=\frac{1500-1442}{1500}=0.0386$$

激磁阻抗　$Z_m=r_m+jx_m=11.9+j188$

根据等效电路：

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\sigma} + \dfrac{Z_2' \cdot Z_m}{Z_2' + Z_m}}$$

$$= \frac{380/0^\circ}{4.47 + j6.70 + \dfrac{(82.6 + j9.85)(11.9 + j188)}{82.6 + j9.85 + 11.9 + j188}}$$

$$= \frac{380^\circ/0^\circ}{79.5/31^\circ} = 4.78/-31^\circ \text{(安)}$$

定子额定相电流 $I_1 = 4.78$（安），由于定子是三角形接法，所以定子线电流 $I_{1l} = \sqrt{3} \times 4.78 = 8.3$(安)。

2　转子电流　根据等效电路

$$(\dot{I}_1 + \dot{I}_2')Z_m = -\dot{I}_2'Z_2'$$

$$\dot{I}_1 Z_m = -\dot{I}_2' Z_2' - \dot{I}_2' Z_m$$

所以

$$-\dot{I}_2' = \frac{\dot{I}_1 Z_m}{Z_2' + Z_m} = \frac{4.78/-31^\circ \cdot (11.9 + j188)}{82.6 + j9.85 + 11.9 + j188}$$

$$= \frac{(4.78/-31^\circ) \cdot (188.3/86.4^\circ)}{219/64.3^\circ}$$

$$= 4.12/-8.9^\circ \text{（安）}$$

3．激磁电流

$$\dot{I}_m = \dot{I}_1 + \dot{I}_2' = 4.78/-31^\circ + (-4.12/-8.9^\circ)$$

$$= 1.822/-88.7^\circ$$

4．功率因数　$\cos\varphi_1 = \cos 31^\circ = 0.856$

5　输入功率　$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1$

$$= 3 \times 380 \times 4.78 \times 0.856 = 4660 \text{(瓦)}$$

6．定子铜耗　$p_{Cu1} = 3I_1^2 r_1 = 3 \times 4.78^2 \times 4.47$

$$=306(瓦)$$

转子铜耗　$p_{Cu2}=3I_2'^2r_2'=3\times4.12^2\times3.18$

$$=161.6(瓦)$$

铁耗　$p_{Fe}=3I_m^2r_m=3\times1.822^2\times11.9$

$$=118.4(瓦)$$

机械损耗及附加损耗　$p_\Delta+p_\Omega=80(瓦)$

7．输出功率　$P_2=P_1-(p_{Cu1}+p_{Cu2}+p_{Fe}+p_\Delta+p_\Omega)$

$$=4660-(306+161.6+118.4+80)$$

$$=3994(瓦)$$

8．效率　$\eta=\frac{P_2}{P_1}=1-\frac{\Sigma p}{P_1}=1-\frac{666}{4660}=0.857$

如果根据简化等效电路进行计算，

1．负载回路电流

$$-\dot{I}_2'=\frac{\dot{U}_1}{r_1+jx_{1\sigma}+\frac{r_2'}{s}+jx_{2\sigma}'}$$

$$=\frac{380\underline{/0^\circ}}{4.47+j6.70+82.6+j9.85}$$

$$=4.22-j0.802=4.3\underline{/-10.75^\circ}(安)$$

2．激磁支路电流

$$\dot{I}_m=\frac{\dot{U}_1}{r_1+jx_{1\sigma}+r_m+jx_m}=\frac{380\underline{/0^\circ}}{4.47+j6.70+11.9+j188}$$

$$=0.1645-j1.94=1.945\underline{/-85.15^\circ}(安)$$

3．定子绕组电流

$$\dot{I}_1=\dot{I}_m+(-\dot{I}_2')=0.1645-j1.94+4.22-j0.802$$

$$=4.385-j2.742=5.16\underline{/-32.1^\circ}(安)$$

4．功率因数

$$\cos\varphi_1 = \cos 32.1^\circ = 0.847$$

5．输入功率

$$P_1 = 3U_1 I_1 \cos\varphi_1 = 3\times 380\times 5.16\times 0.847 = 4980(瓦)$$

6．负载回路铜耗

$$p_{Cu} = 3I_2'^2(r_1 + r_2') = 3\times 4.3^2(4.47 + 3.18) = 424(瓦)$$

激磁支路中的损耗

$$3I_m^2(r_1 + r_m) = 3\times 1.945^2(4.47 + 11.9) = 185.5\ (瓦)$$

机械损耗及附加损耗

$$p_A + p_Q = 80(瓦)$$

7．输出功率

$$P_2 = P_1 - \Sigma p = 4980 - (424 + 185.5 + 80) = 4290(瓦)$$

8．效率

$$\eta = 1 - \frac{\Sigma p}{P_1} = 1 - \frac{689.5}{4980} = 0.862$$

从计算结果可以看出，在同一转差率下，简化等效电路算得的定子电流和输出功率都偏大些。

§4-5　异步电动机的电磁转矩和机械特性

异步电动机的作用是把电能转换成机械能，它输送给生产机械的量是转矩和转速。在选用电动机时，总要求电动机的转矩与转速的关系（称为机械特性）符合机械负载的要求。因此，电动机转矩的大小受哪些因素的影响，它是怎样计算的，转矩与转速之间的关系怎样，这些问题是使用电动机时应该知道的。本节就分析这些问题。

一、电磁转矩

由式 4-34 和 4-27 知道异步电动机的电磁转矩

$$M=\frac{P_{\Omega}}{\Omega}=\frac{3I_2'^2\frac{r_2'}{s}(1-s)}{\frac{2\pi n}{60}}=\frac{3I_2'^2\frac{r_2'}{s}(1-s)}{\frac{2\pi n_1}{60}(1-s)}$$

$$=\frac{3I_2'^2\frac{r_2'}{s}}{\Omega_1}=\frac{P_M}{\Omega_1}\text{（牛·米）}\qquad(4\text{-}35)$$

式中 Ω_1 是旋转磁场的同步角速度

$$\Omega_1=\frac{2\pi n_1}{60}=\frac{2\pi}{60}\cdot\frac{60f}{p}=\frac{2\pi f}{p}\text{（弧度/秒）}$$

由于同步转速是恒定不变的，所以从式 4-35 可知，电磁转矩与电磁功率成正比。如果把式 4-24 代入式 4-35，则

$$M=\frac{P_M}{\Omega_1}=\frac{3E_2'I_2'\cos\varphi_2}{\Omega_1}$$

$$=\frac{3\times4.44fw_1k_{w1}\phi_1I_2'\cos\varphi_2}{2\pi f/p}\cdot10^{-8}$$

$$=C_M\phi_1I_2'\cos\varphi_2\text{（牛·米）}\qquad(4\text{-}36)$$

其中 $C_M=\frac{3\times4.44pw_1k_{w1}}{2\pi}\cdot10^{-8}$，对于已制造好的电机，为一常数。$\cos\varphi_2=\frac{r_2'/s}{\sqrt{\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2+x_{2\sigma}'^2}}$ 是转子绕组的功率因数。

由式 4-36 可见，电磁转矩的大小与主磁通 ϕ_1 及转子电流的有功分量 $I_2'\cos\varphi_2$ 成正比。从而进一步说明了异步电动机的电磁转矩是由气隙中的主磁通与转子电流的有功分

量相互作用而产生的。

利用式 4-36 来计算转矩的数值很不方便，因为在计算时不仅要知道 I_2'，还需要求出每极主磁通 ϕ_1 的大小，计算比较复杂。而根据公式 $M=\dfrac{3I_2'^2\dfrac{r_2'}{s}}{\Omega_1}$，只要知道了等效电路的参数，就可以很方便地算出转矩 M。这时可先由简化等效电路图 4-7 求得转子电流

$$I_2'=\frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1+\dfrac{r_2'}{s}\right)^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}}\text{(安)} \tag{4-37}$$

代入式 4-35 中，得

$$M=\frac{1}{\Omega_1}\cdot\frac{3U_1^2\dfrac{r_2'}{s}}{\left(r_1+\dfrac{r_2'}{s}\right)^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}\text{（牛·米）}$$

或

$$M=\frac{1}{9.18}\cdot\frac{1}{\Omega_1}\cdot\frac{3U_1^2\dfrac{r_2'}{s}}{\left(r_1+\dfrac{r_2'}{s}\right)^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}\text{(公斤·米)} \tag{4-38}$$

由式 4-38 可见，当外加电压及频率不变时，电机的同步角速度及参数（电阻及电抗）都是常数，所以电磁转矩是转差率 s 的函数。对应于不同的 s，可根据式 4-38 算出相应的电磁转矩 M。把 M 随 s 而变化的关系用曲线描绘出来，便得到异步电动机的机械特性，如图 4-10 所示。

现在，我们根据式 4-38 及图 4-10 来说明异步电动机的转矩 M 随 s 变化的情况。当一台异步电动机接至电源的瞬

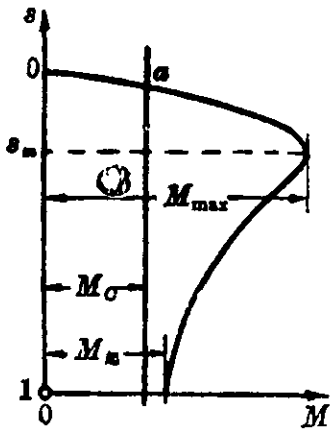


图 4-10

间，转子尚未转动，即 $s=1$。这时如果电机产生的起动转矩 $M_起$ 大于负载转矩 M_C，电动机便开始旋转，转速 n 逐渐上升，转差率 s 则随之减小。从式 4-38 可以看出，当 s 减小时，方程式的分子及分母都相应增大。在转速较低，s 值较大（稍小于 1）时，$\frac{r_2'}{s}$ 的值较小，分母中 $\frac{r_2'}{s}$ 所占的比重不大（在一般电机中，漏电抗 $x_{1\sigma}$、$x_{2\sigma}'$ 都大于电阻 r_2'）。因此在 s 减小的过程中，式 4-38 的分子增加得比分母快，电动机的转矩随着转差率 s 的减小而增大。

当接近同步转速 n_1 时，转差率 s 很小，$\frac{r_2'}{s}$ 的值就很大，$\frac{r_2'}{s} \gg r_1$，$\frac{r_2'}{s} \gg (x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')$。所以，与 $\frac{r_2'}{s}$ 相比，r_1 及 $(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')$ 的值就很小，可以忽略不计。因而式 4-38 的分子与 $\frac{r_2'}{s}$ 成正比，而分母则与 $\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2$ 成正比。这时随着转差率 s 的减小，分母增加得比分子快，使转矩逐渐减小。在同步转速（$s=0$）时 $M=0$。如果负载转矩为 M_C，则异步电动机产生的转矩与负载转矩相等时（图 4-10 中的 a 点），电动机便稳定地运行。

二、异步电动机的最大转矩和过载能力

由图 4-10 可以看出，异步电动机在 $s=1$ 和 $s=0$ 之间有一个最大转矩。如果负载转矩大于最大转矩，电动机便会

停转，因此最大转矩也称停转转矩。为了使电动机能稳定运行，不因短时的过载而停下来，就要求电动机有一定的过载能力。异步电动机的过载能力用最大转矩 M_{max} 与额定转矩 M_N 之比表示，即 $K_M=\frac{M_{max}}{M_N}$。一般异步电动机的过载能力在 1.6～2.2 之间，起重、冶金机械用的 JZ、JZR 系列电动机的过载能力较大，可达 2～3 左右。

异步电动机的最大转矩可利用微积分中求最大值的方法求得。从式 4-38 知道，异步电动机的转矩 M 是转差率 s 的函数，令导数 $\frac{dM}{ds}=0$，可求得产生最大转矩时的转差率

$$s_m=\pm\frac{r_2'}{\sqrt{r_2'^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}} \tag{4-39}$$

其中负号是对应异步电机作为发电机运行时的情况，将在第五章中分析。把 s_m 取正值代入式 4-38，便得异步电动机的最大转矩

$$M_{max}=\frac{1}{9.81\Omega_1}\cdot\frac{3U_1^2}{2[r_1+\sqrt{r_1^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}]}\text{(公斤·米)} \tag{4-40}$$

由式 4-39 及式 4-40 可见：

1．异步电动机的最大转矩与电网电压的平方成正比。

2．最大转矩与阻抗 $[r_1+\sqrt{r_1^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}]$ 成反比。在一般异步电动机中，$r_1\ll(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')$，所以可近似地认为最大转矩与电抗 $(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')$ 成反比。

3．最大转矩 M_{max} 的大小与转子电阻 r_2' 的数值无关，但产生最大转矩时的转差率 s_m 与转子电阻成正比，r_2' 越大，s_m 也越大。从式 4-39 可知，当等效电路中转子回路的电阻

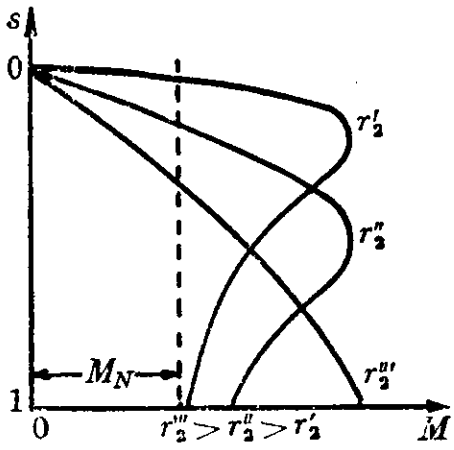


图 4-11

$$\frac{r'_2}{s_m} = \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2}$$

时，产生最大转矩。

在图 4-11 中表示出了不同转子电阻时的转矩—转差率曲线。在不同的转子电阻情况下，最大转矩的大小相等，但s_m随转子电阻成正比地增大。

三、异步电动机的起动转矩

电动机接入电网尚未转动(转差率 $s=1$)时的转矩及电流称为起动转矩及起动电流。由于起动时转子电流 I'_2 很大，激磁电流在起动电流中所占的比重很小，可以忽略不计。因而把 $s=1$ 代入式 4-37 可求得起动电流

$$I_{起} \approx I'_2 = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r'_2)^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2}} \text{(安)} \qquad (4\text{-}41)$$

同样在式 4-38 中，令 $s=1$，便可求得起动转矩

$$M_{起} = \frac{1}{9.81\Omega_1} \cdot \frac{3U_1^2 r'_2}{(r_1 + r'_2)^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2} \text{(公斤·米)} \qquad (4\text{-}42)$$

假如我们要求电动机在起动时的转矩 $M_{起}$达最大值，即发生最大转矩时的转差率 $s_m=1$。根据式 4-39，此时转子电阻

$$r'_2 = \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2} \text{(欧)} \qquad (4\text{-}43)$$

对于绕线式异步电动机，r'_2是转子绕组的每相电阻与串入绕组的附加电阻之和。从式 4-42 可见：

1．异步电动机的起动转矩与电压的平方成正比；

2．总电抗$(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma})$越大，起动转矩愈小；

3．绕线式电动机起动时，可在转子回路串入适当的附加电阻以增大起动转矩。当$r'_2=\sqrt{r_1^2+(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma})^2}$时起动转矩达最大值。

例题　有一台异步电动机，$P_N=4$千瓦，$2p=4$，$U_{1N}=380$伏(△接法)，$r_1=4.70$欧，$x_{1\sigma}=6.70$欧，$r_m=11.9$欧，$x_m=188$欧，$r'_2=3.18$欧，$x'_{2\sigma}=9.85$欧。求：(1)转速为1442转/分时的电磁转矩，(2)最大转矩，(3)起动电流及起动转矩。

解：(1) 转速$n=1442$转/分时的转差率

$$s=\frac{n_1-n}{n_1}=\frac{1500-1442}{1500}=0.0386$$

根据式4-38，电磁转矩

$$M=\frac{1}{9.81\Omega_1}\cdot\frac{3U_1^2\frac{r'_2}{s}}{\left(r_1+\frac{r'_2}{s}\right)^2+(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma})^2}$$

$$=\frac{1}{9.81\times\frac{2\pi\times1500}{60}}\cdot\frac{3\times380^2\times\frac{3.18}{0.0386}}{\left(4.70+\frac{3.18}{0.0386}\right)^2+(6.70+9.85)^2}$$

$=2.94$(公斤·米)

(2) 最大转矩

$$M_{max}=\frac{1}{9.81\Omega_1}\cdot\frac{3U_1^2}{2[r_1+\sqrt{r_1^2+(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma}{}^2]}}$$

$$=\frac{1}{9.81\times\frac{2\pi\times1500}{60}}\cdot\frac{3\times380^2}{2[4.70+\sqrt{4.70^2+(6.70+9.85)^2}]}$$

$=6.42$(公斤·米)

(3) 起动电流

$$I_{起}=\frac{U_1}{\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}}$$

$$=\frac{380}{\sqrt{(4.70+3.18)^2+(6.70+9.85)^2}}=20.7(安)$$

起动转矩

$$M_{起}=\frac{1}{9.81\Omega_1}\cdot\frac{3U_1^2r_2'}{(r_1+r_2')^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}$$

$$=\frac{1}{9.81\times\frac{2\pi\times1500}{60}}\times\frac{3\times380^2\times3.18}{(4.70+3.18)^2+(6.70+9.85)^2}$$

$=2.66$(公斤·米)

四、转矩的实用公式

一般工厂企业在计算电机的机械特性时，采用上面介绍的公式很不方便，因为在电机的铭牌或产品目录上并不记载电机的电阻或电抗的数值。下面我们介绍一种简便的计算公式，即转矩实用公式，它可根据手册或产品目录中所给的数据，计算出某一转差率时的转矩值。转矩的实用公式推导如下：

把式 4-38 与式 4-40 相除，得

$$\frac{M}{M_{max}}=\frac{r_2'}{s}\cdot\frac{2[r_1+\sqrt{r_1^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}]}{\left(r_1+\frac{r_2'}{s}\right)^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}$$

$$=\frac{2r_2'[r_1+\sqrt{r_1^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}]}{s\left[r_1^2+\left(\frac{r_2'}{s}\right)^2+\frac{2r_1r_2'}{s}+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2\right]}$$

将式 4-39 $\sqrt{r_1^2+(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma})^2}=\frac{r'_2}{s_m}$ 代入上式

$$\frac{M}{M_{max}}=\frac{2r'_2\left[r_1+\frac{r'_2}{s_m}\right]}{s\left[\left(\frac{r'_2}{s_m}\right)^2+\left(\frac{r'_2}{s}\right)^2+\frac{2r_1r'_2}{s}\right]}$$

分子分母都乘以 $\frac{s_m}{r'^2_2}$，并整理之，得

$$\frac{M}{M_{max}}=\frac{2\frac{r_1}{r'_2}s_m+2}{\frac{s}{s_m}+\frac{s_m}{s}+2\frac{r_1}{r'_2}s_m}$$

不论 s 为何值，$\frac{s}{s_m}+\frac{s_m}{s}\geqslant 2.s_m$ 大致在 0.1～0.2之间，因此在上式中，$2\frac{r_1}{r'_2}s_m$ 比 2 小得多，并且在分子及分母中都有 $2\frac{r_1}{r'_2}s_m$ 项，为了进一步简化，可把分子及分母中的 $2\frac{r_1}{r'_2}s_m$ 项略去，于是

$$\frac{M}{M_{max}}=\frac{2}{\frac{s}{s_m}+\frac{s_m}{s}} \qquad (4\text{-}44)$$

若已知 M_{max} 及 s_m，根据式 4-44可以非常方便地求出转矩与转差率的关系。

在手册或产品目录中往往给出电动机的过载能力 $K_M=\frac{M_{max}}{M_N}$ 及额定功率时的转差率 s_N，而没有给出 s_m。我们可以把 $M=M_N$，$s=s_N$ 代入式 4-44，来求 s_m 值，

$$\frac{M_N}{M_{max}}=\frac{1}{K_M}=\frac{2}{\frac{s_N}{s_m}+\frac{s_m}{s_N}}$$

解上面的方程式，可得

$$s_m = s_N[K_M + \sqrt{K_M^2 - 1}] \qquad (4\text{-}45)$$

求得 s_m 后，可利用式 4-44 计算任何转差率时的转矩。

例题　一台 $JZR2$-52-8 绕线式异步电动机，从手册上查得额定功率 $P_N = 30$ 千瓦，$U_{1N} = 380$ 伏(Y接)，$I_{1N} = 67.2$ 安，$n_N = 722$ 转/分，过载能力 $K_M = 3.08$。试求(1) 额定转矩及最大转矩；(2)机械特性曲线 $M = f(s)$。

解：(1) 额定负载时的输出转矩。

$$M_N = \frac{P_N}{9.81\Omega} = \frac{P_N}{9.81 \cdot \frac{2\pi n_N}{60}} = 0.975\frac{P_N}{n_N}$$

$$= 0.975\frac{30 \times 1000}{722} = 40.5(\text{公斤}\cdot\text{米})$$

最大转矩

$$M_{max} = K_M M_N = 3.08 \times 40.5 = 124.5(\text{公斤}\cdot\text{米})$$

(2) 额定负载时的转差率 $s_N = \frac{750 - 722}{750} = 0.0373$，由式 4-45 求发生最大转矩时的转差率

$$s_m = s_N[K_M + \sqrt{K_M^2 - 1}] = 0.0373[3.08 + \sqrt{3.08^2 - 1}]$$

$$= 0.224$$

把 M_{max} 及 s_m 的值代入式 4-44，可得

$$\frac{M}{124.5} = \frac{2}{\frac{s}{0.224} + \frac{0.224}{s}}$$

$$M = \frac{249}{\frac{s}{0.224} + \frac{0.224}{s}}(\text{公斤}\cdot\text{米})$$

把不同的 s 值代入上式，可求出相应的电磁转矩

S	1	0.8	0.6	0.4	0.221	0.15	0.1	0.05	0.0373	0
M	53.2	64.8	81.7	108	124.5	115.2	92.7	52.9	40.5	0

根据上列数据画出 $M=f(s)$ 曲线如图 4-12 所示。

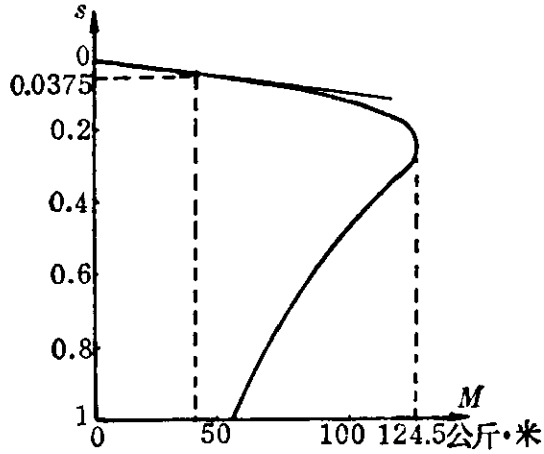


图 4-12

§4-6 异步电动机工作特性的分析

异步电动机的工作特性是指在额定电压及额定频率下，电动机的转速 n(或转差率 s)、转矩 M、电流 I_1、效率 η 及功率因数 $\cos\varphi$ 与输出功率 P_2 的关系。这种关系通常用曲线表示。

为了保证电动机运行可靠、经济，能更好地满足社会主义建设的需要，国家标准中对电动机工作特性的指标都作了具体规定。在设计及制造时必须保证电动机的性能满足所规定的技术指标。工作特性可以应用等效电路算得，也可以用试验的方法求取。图 4-13 是一台 10 千瓦异步电动机的工作

特性曲线。下面我们将分析异步电动机的特性曲线，分析定子绕组匝数对电机性能的影响以及如何从空载及短路试验判断电动机修理后的性能。

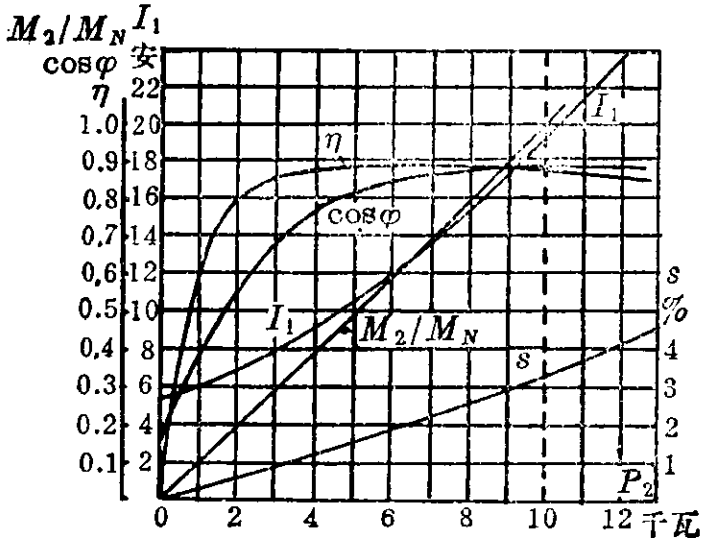


图 4-13

一、工作特性

1．转速特性 $n=f(P_2)$

根据式 4-33，转差率

$$s=\frac{p_{Cu2}}{P_M}$$

在一般电动机中，为了保证较高的效率，转子铜耗较小，所以转差率 s 很小。在额定负载时的转差率 s_N 约在 0.015—0.06 的范围内；容量大的电动机，转差率较小，而容量小的电动机则转差率较大。异步电动机的转速 $n=(1-s)n_1$，由于在额定负载时 s 很小，所以额定转速与同步转速 n_1 相差很少。

在空载时 $P_2=0$，此时转子电流很小，转子铜耗也很

小，因此 $s\approx 0$。随着负载的增大，转子电流增大，转子铜耗 p_{Cu2} 及电磁功率 P_M 都相应增大，但 p_{Cu2} 与转子电流的二次方成正比例，而 P_M 与转子电流的一次方成正比例，p_{Cu2} 的增加较 P_M 为快。所以随着输出功率 P_2 的增大，转差率 s 也增大。

2．转矩

从§4-4中已知，异步电动机的输出转矩 $M_2=\dfrac{P_2}{\Omega}$，其中 $\Omega=\dfrac{2\pi n}{60}$，为转子的角速度。由于从空载到额定负载之间，异步电动机的转速 n 变化很小，所以 M_2 与 P_2 的关系曲线近似为一直线，$\dfrac{M_2}{M_N}$ 和 P_2 的关系曲线也近似为一直线，如图4-13中所示。

3．定子电流

空载时，转子电流 $I_2'\approx 0$，定子电流 $\dot{I}_1=\dot{I}_m+(-\dot{I}_2')\approx\dot{I}_m$，即几乎全部为激磁电流。当输出功率增大时，转子电流增大，定子电流中的负载分量也相应增大，所以 I_1 随 P_2 而增大。

4．效率

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}=\frac{P_2}{P_2+p_{Cu1}+p_{Cu2}+p_{Fe}+p_{\Omega}+p_{\Delta}}$$

异步电动机的效率是比较高的，额定负载时的效率 η_N 约在74—94%之间，电动机容量较大时效率也较高。异步电机的损耗可分为两大类，第一类为可变损耗，如定子铜耗，转子铜耗，当负载变化时它们随电流的平方而变化。第二类为不变损耗，如定子铁耗及机械损耗，当异步电动机在额定功率范围内运转时，由于转速及气隙中的主磁通变化很小，铁

耗及机械损耗可近似认为不变。当不变损耗与可变损耗相等时，电动机的效率达最大值。一般的异步电动机，最大效率发生在$(0.7—1.0)P_N$范围内。

5．功率因数

异步电动机空载运行时，定子电流基本上是产生主磁通的激磁电流，功率因数很低。通常$\cos\varphi_0<0.2$。负载后电动机要输出机械功率，因此，电流中的有功分量增大，功率因数逐渐提高。在额定功率附近，功率因数达最大值。如果负载继续增大，由于转差率s增加较多，转子电流与电势间的相位角$\varphi_2=\text{arctg}\frac{sx_{2\sigma}}{r_2}$增大较多，转子绕组的功率因数$\cos\varphi_2$下降得较多，导致异步电动机的功率因数$\cos\varphi_1$下降。

异步电动机的效率及功率因数都在额定功率附近时达最大值，因此选用电动机时应使电动机的容量与负载相匹配。假如电动机的额定功率比负载功率大得多，使电动机长期在低负载下运行，不仅设备费用贵，并且此时的效率及功率因数也较低，很不经济。但也不能使电动机的额定功率小于生产机械所要求的功率，因为电动机过负载运行时，电流增大，电动机中的损耗增大，将使电动机过份发热而损坏。

二、定子绕组匝数对电机性能的影响

在前面的分析中，我们已经知道漏电抗的大小对异步电动机的最大转矩、起动转矩和工作性能有很大的影响。在§3-4中已知，漏电抗与定子匝数的平方成比例，由此可知，设计及修理电机时，定子绕组的匝数选择得是否合理，对电动机性能的优劣影响很大。假如定子绕组的匝数选取过多，

将引起：

1．漏电抗按匝数平方成比例增大，使最大转矩减小，过载能力降低。

2．起动转矩减小，如起动时负载阻力矩较大，将引起起动困难。

3．异步电动机定子及转子绕组铜耗增大，可能使电动机工作时绕组温度过高。因为定子每相匝数 w_1 增多时，定子每相绕组导线的总长度增加，使定子绕组每相电阻 r_1 增大，同时，折合到定子边的转子每相电阻 $r_2'=\frac{m_1 w_1^2 k_{\omega 1}^2}{m_2 w_2^2 k_{\omega 2}^2} r_2$ 也增大，这是因为转子绕组的 m_2 w_2、$k_{\omega 2}$、r_2 都没有改变，当 w_1 增大时，r_2' 也按定子绕组匝数平方成比例增大。因此当电动机仍通过规定的额定电流 I_N 时，定、转子绕组的铜耗将增大。

如果把定子绕组选取得过少，将使

1．异步电动机的漏电抗显著减小，最大转矩及起动转矩虽增大，但由式(4-41)可见，异步电动机的起动电流将增大。过大的起动电流在输电线上流过时会产生较大的电压降落，影响供电质量。

2．匝数过少时，异步电动机的激磁电流将急剧增大，使电动机的功率因数下降。同时，由于匝数过少而导致磁通密度增大，铁心损耗也随之增大。

可见，定子绕组的匝数既不能过多，也不能过少，否则都会给电动机的性能带来不利的影响。所以，如何恰当地选择定子绕组的匝数，是设计或修理电机时的一个关键问题，需要进行全面的考虑来决定。

三、空载及短路实验

为了保证电机的质量，异步电机修理后，除必须测量定子绕组的绝缘电阻及每相电阻外，还应进行空载及短路试验以判断电动机的运行性能是否良好。

1．空载试验

空载试验的线路如图 4-14 所示。电动机轴上不带任何负载，当合上开关K，将电动机接至额定频率、额定电压的三相对称电源时，电动机即空载运转。测定三相的电压及三相的电流。判断空载电流是否在合理的范围内。容量在几十千瓦以下的 2、4、6 极异步电动机，空载电流约为额定电流的 20%～50%。高转速电机及大容量电机，空载电流占额定电流的百分值较小，低转速电机及小容量电机空载电流的百分值较大。如空载电流过大，则可能是修理时匝数太少或气隙过大引起的。反之，则说明定子绕组匝数过多。

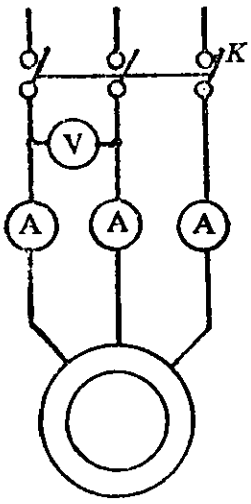


图 4-14

空载试验需连续运转半小时以上，试验过程中应注意电流的变化。当三相电压平衡时，三相空载电流中任何一相与三相平均值的偏差不得大于 10%。如果三相电流不平衡，则可能是三相绕组的匝数不相等，或绕组匝间短路引起的。如果三相电流的不平衡是由于三相绕组匝数不相等引起的，则在试验过程中电流基本稳定不变；如果是匝间短路引起的，则电流会不断增大而使绕组烧毁。因此在空载试验时，如果发现其中一相或二相的电流不稳定，应该停止试验，检查绕

组。匝间短路的一相绕组温度往往较高。三相电压不对称，也可能引起三相电流较严重的不平衡。所以三相电流不平衡的原因要根据具体情况来判断。

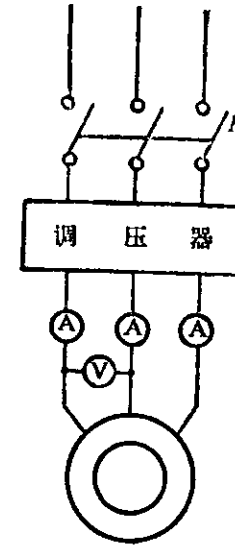


图 4-15

2．短路试验

短路试验的线路如图 4-15 所示。在转子堵住不转①的情况下，把调压器的输出电压由零逐渐升高，当定子电流到达额定值时的电压称为短路电压。对于额定电压为 380 伏的异步电动机，短路电压约在 75～90 伏之间。短路电压的数值，反映了漏阻抗的大小。当转子堵转时，$s=1$，电动机等效电路如图 4-16(a) 所示。由于$\sqrt{r_2'^2+x_{2\sigma}'^2}\ll\sqrt{r_m^2+x_m^2}$，所以激磁回路中的激磁电流值比转子电流 I_2' 小得多，可以略去不计。于是等效电路图便可简化为图 4-16(b)所示，

$$U_{短}=I_{1N}\sqrt{(r_1+r_2')^2+(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')^2}$$

因此，如果短路电压过高，表示漏电抗太大，也就是定子绕组匝数太多，这时电动机的最大转矩及起动转矩值将较小。如果短路电压过低，说明漏电抗太小，也就是定子绕组匝数太少。这时电动机的空载电流及起动电流将过大，对电动机的性能也不利。短路试验时，如果三相电流不平衡、并且当缓慢转动转子时，三相电流的大小轮流摆动，则说明转子有断条。

综合空载及短路试验数据，可以了解异步电动机的匝数

①在转子上加制动转矩使转子不能转动，这就叫做“堵住不转”，还常简称为“堵转”。

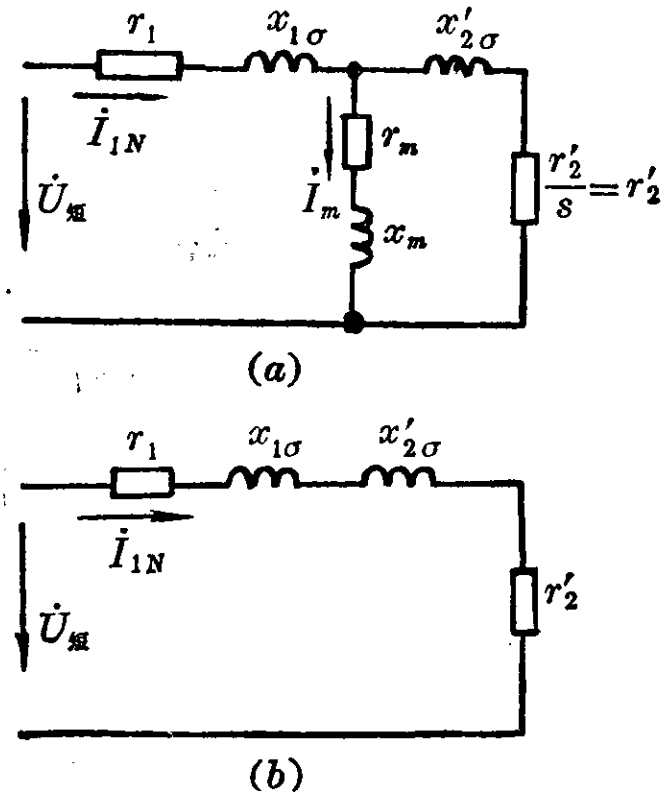


图 4-16

及气隙大小的情况：

1．空载电流大，短路电压低时，电动机的定子绕组匝数太少。

2．空载电流小，短路电压高，电动机的定子绕组匝数太多。

3．空载电流太大，短路电压正常，说明电动机的气隙太大。为了减小空载电流，可适当地增加一些匝数，但这时电动机的输出功率将相应降低些。

小　结

本章从异步电动机的基本电磁关系、电势平衡及磁势平

衡规律着手，导出等效电路，然后利用等效电路来分析及计算异步电动机的各种工作特性。

从异步电动机的电势、磁势平衡规律可以看到，虽然转子绕组中电势及电流的大小和频率都随着转差率而变化，但是转子电流产生的磁势在空间总是与定子磁势具有相同的转速，这就使我们能进行频率折算：用一个在转子回路串联电阻 $r_2\frac{1-s}{s}$ 的等效静止转子去代替实际旋转的转子，它们产生完全相同的转子磁势，对定子边的作用也完全相同；等效静止转子中电势的频率与转差率无关，它与定子电势频率相等。在此基础上，再把转子的量折算到定子，就能导出异步电机的等效电路。

从等效电路可以计算异步电动机的电流、转矩、功率等各种特性，所以它是分析异步电动机运行性能的有力工具。根据功率平衡及能量守恒定律，我们可以分析电机内部的功率传递关系，电能与机械能的转化规律。

异步电动机的转矩、功率及电流都是转差率的函数，所以转差率是决定异步电动机运行情况的一个十分重要的量。在以后我们还会知道，在不同的转差率范围内，异步电机还可以在发电机或制动状态运行。

最后简要地阐述了异步电动机的工作特性及定子绕组匝数对电机性能的影响。为正确地使用电机，以及在修理重绕时合理地确定定子绕组匝数以改善电机的性能提供了分析的方法。

第五章　异步电机的其它运行方式

§5-1　异步电机的制动运行状态

异步电机在绝大多数情况下都是作为电动机运行的，但在某些场合下，异步电机也可能在制动状态下运行，这时电动机产生的转矩与转动的方向相反。例如一台起重机将起吊的重物运至目的地后，如果在放下重物时只是把制动闸一松让重物自己往下落，那么重物肯定会愈落愈快，将使重物本身跌坏。因此在放下重物时，起重机必须还要有一个向上的力拉着工件，使它慢慢地平稳地落下。这时电机产生的转矩应与转动的方向相反（如图5-1所示），是起制动作用的，这时异步电机的运行状态便称为制动状态。下面我们介绍异步电机的几种制动方法。

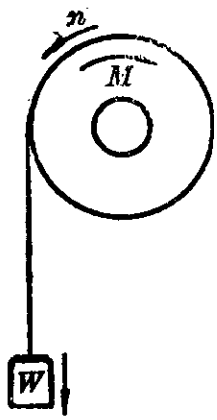
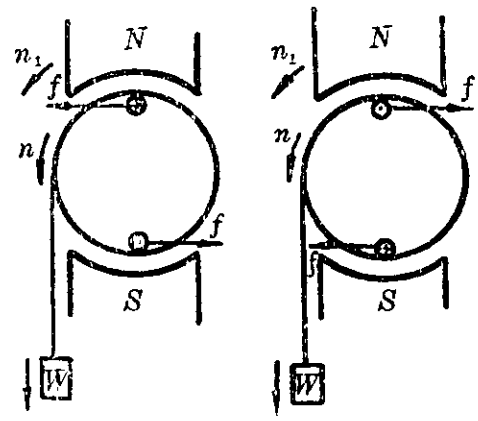


图　5-1

一、发电机制动

我们以起重机为例来说明异步电机在不同运行状态时的工作情况。在起吊重物时，我们把电动机接上电源使转子顺时针方向旋转，起重机便把重物逐渐地提升起来。当重物被吊至所需高度时，我们便把电动机从电源断开，同时立即应用机械制动闸防止重物往下落。当要下放重物时，在上面已

经讲过，若只是把制动闸一松，重物下降的速度会愈来愈快而无法控制。这时我们可把电动机连接电源的三根导线中的任意两根对调一下，就是说使电动机按照重物下降的方向起动。这样是不是将使重物下降的速度比自由落下时更快了呢？是的，在刚开始下降时 $n<n_1$，异步电机是电动机作用，转子导体切割旋转磁场而感应的电势及电流的方向如图 5-2 (*a*) 所示。电机产生的转矩与重物下降的方向相同，所以重物下降的速度增加得较快。若电机的转速 $n=n_1$ 时，转子与旋转磁场的速度相等，两者之间没有相对运动，因而转子导条中不会感应电势及电流，也不会产生转矩。在以前讲述电动机原理时，我们就已经知道异步电动机的转速总是无法到达同步速的。现在，由于重物的下落使电机的转速 $n=n_1$，这时电机本身虽不可能产生转矩，但重物的重力对转轴的转矩却还拉着电机的转子逆时针方向转动，因此电机的转速便要大于 n_1，即 $n>n_1$。这时转子导条相对旋转磁场的运动方向反了，转子导条中的感应电势及电流方向也都随着相反，如图 5-2 (*b*) 所示。转子电流反向的结果是：(1) 按照左手定则，这时作用在转子导条上的电磁力的方向与旋转的方向相反，所以电机产生的电磁转矩便是制动转矩。当异步电机产生的制动转矩等于重物引起的重力转矩时便停止加速，保证了重物以均匀的速度下降。(2) 由于转子电流改变了方向，根



(a) $n<n_1$　　(b) $n>n_1$

图 5-2

据磁势平衡规律 $\dot{I}_1=\dot{I}_m+(-\dot{I}'_2)$，定子电流的负载分量也随着改变了方向。因此当作为电动机运行时，定子是从电网吸取电功率，现在则变成向电网输出电功率，便成为发电机运行了。故这种限制转速上升的方法称为发电机制动。

从上面的分析可以看到，异步发电机运行状态和电动机运行状态的工作原理基本上是相同的，都是由于转子导条与旋转磁场之间有相对运动，通过电磁感应作用而进行能量的变换。主要的不同点在于：电动机运行时转子转速低于旋转磁场的同步转速 n_1，即 $n<n_1$，故转差率 $s=\frac{n_1-n}{n_1}$ 为正值；而在发电机状态时，转子转速 $n>n_1$，于是转差率 s 为负值。因此第四章中分析异步电动机时得出的等效电路及转矩公式，应用于发电机状态时，只要把转差率用负值代入即可。例如图 4-8 的等效电路，在电动机状态时附加电阻 $\frac{1-s}{s}r'_2$ 上的功率 $P_\Omega=3I'^2_2r'_2\frac{1-s}{s}$，它等值于电功率转化为机械功率的部分。而在发电机状态时，由于转差率 s 为负值，所以附加电阻 $\frac{1-s}{s}r'_2$ 变成负值，功率 $P_\Omega=3I'^2_2r'_2\frac{1-s}{s}$ 也成为负值了。这说明在发电机状态下不再是由电功率转化为机械功率，而是由机械功率转化为电功率，所以作为发电机运行时必须吸取机械功率。在起重机下放重物的例子中就是将重物原来的势能转变为电能。同时等效电路中转子回路的总电阻 $r'_2+\frac{1-s}{s}r'_2=\frac{r'_2}{s}$ 也是负的，所以异步发电机定子传递到转子去的电磁功率

$$P_M = \frac{3I_2'^2 r_2'}{s}$$

是负的。这说明在异步发电机中功率传递方向与电动机时相反了，是从转子传递电磁功率到定子，然后再由定子向电网输送电功率。

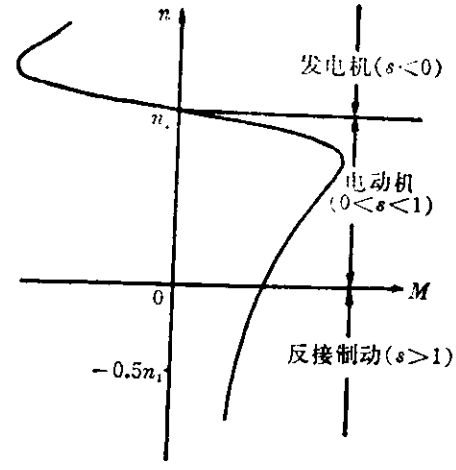


图 5-3

根据式 4-38 可画出在不同转差率时的转矩曲线，如图 5-3 所示。转差率 s 在 1～0 的范围内是电动机运行状态；$s<0$ 为发电机运行状态；$s>1$时是反接制动状态（将在下面讲述）。

由式 4-39 可知，异步发电机的最大转矩发生在

$$s_m = -\frac{r_2'}{\sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x_{2\sigma}')^2}}$$

综上所述，发电机制动只能应用在转速高于同步转速的场合下。对于变极调速的电动机，当电动机从少极数变换到多极数的瞬时，转子的转速高于多极数时的同步速，就发生发电机制动使电动机的转速很快地降低。异步电机在发电机制动状态下运行时，可以把机器原来储藏的势能（如重物从高处往下放时）或动能转变为电能反馈到电网去。

二、反接制动

当电机的定子绕组接至电源，转子被外力拖动逆着旋转磁场的方向旋转，即 $n<0$ 或 $s=\frac{n_1-n}{n_1}>1$，这时旋转磁场切割转子导条，在其中感应的电势及电流的方向可由右手定

则确定，如图 5-4 (*a*) 所示。导条中的电流与磁场作用而产生转矩，利用左手定则可知，该转矩的方向与旋转磁场同方向，而与转子转动的方向相反，所以它是制动转矩。由于转子转动的方向与旋转磁场的转向相反，称为反接制动。

我们仍以起重机为例说明反接制动的情况。当起重机吊钩要提升重物时，我们把异步电机定子绕组接至电源，使产生的旋转磁场为顺时针方向旋转，旋转磁场切割转子导条并在其中感应电流，于是产生转矩使电动机按顺时针方向转动，把重物提升起来，如图 5-4(*b*) 所示，这时是电动机运行状态。如果下放重物时采用发电机制动嫌转速太快，并要求下降的转速可调节，可采用反接制动。这时只要在绕线式电机的转子回路中串入一个相当大的电阻，使异步电机的转矩曲线由图 5-5 中曲线 1 变为曲线 2，这时异步电机即使在转速 $n=0$ 时产生的转矩还小于重物的重力转矩 M_c，于是重物便拉着电机的转子逆旋转磁场方向转动，转差率 $s>1$，如图 5-5 中曲线 2 所示的情况，在 $n=n_B$ 时，电机产生的转矩与重力转矩 M_c 相平衡，于是重物便以这一速度匀速下降。

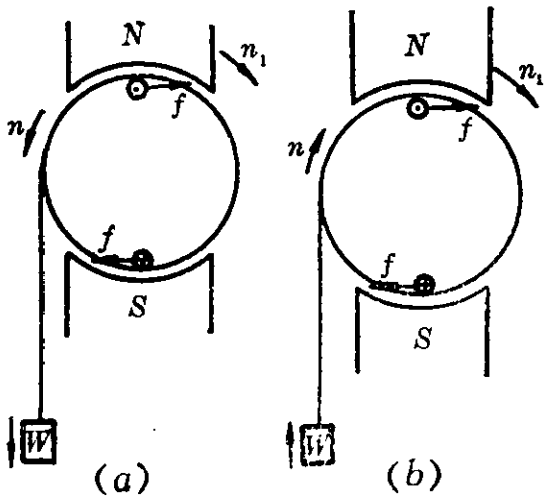


图 5-4

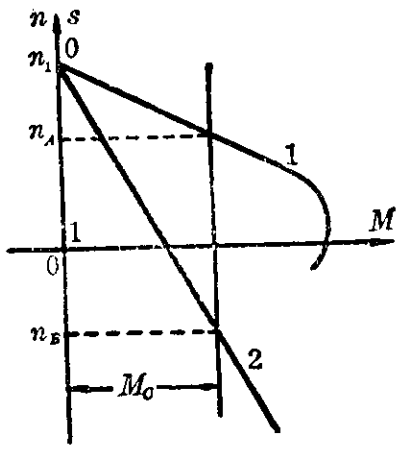


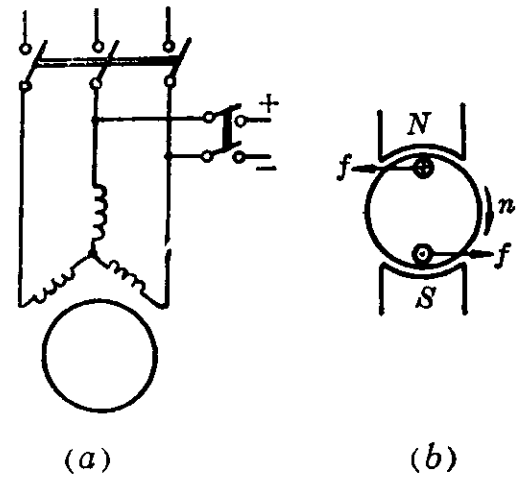
图 5-5

适当地调节转子电阻的大小便可改变重物下降的速度。如果电阻减得过小（如图 5-5 的曲线 1），电机在 $s<1$ 时便能产生足够大的转矩，这时它又把重物往上提升而成为电动机状态运行了。

当希望电动机迅速地停转或向反方向旋转时，有时也采用这种制动方法。假如我们把正在运转中的电动机的任意两根供电线对换，使其旋转磁场的转向相反，这时转子便逆着旋转磁场方向旋转，于是转子受到与转向相反的制动转矩，使电机很快地减速而停止。如果这时电机不从电网上断开，则电机便将反方向转动起来。由于反接时 $s\approx2$，电流很大，因此绕线式电机应在转子回路中串入电阻，以限制反接时的电流。

三、能耗制动

能耗制动是将异步电动机从交流电源断开，然后如图5-6(a) 所示那样，给定子绕组接上一个直流电源，使定子绕组中通过直流电流，产生一个静止不动的磁场，转子导条切割磁场时便在导条中产生感应电流；这个感应电流与磁场相互作用而使转子受到如图 5-6(b) 所示的制动转矩，它将使电机很快地停止转动。在这个过程中，电机转子的动能变成电能消耗在转子电阻里，所以这种方法称为能耗制动。调节直流激



(a)　　(b)

图 5-6

磁电流或改变绕线式转子回路中的电阻，可以控制制动转矩的大小。

§ 5-2　异步发电机

一台异步电动机只要用原动机（如水轮机、柴油机等）来拖动，使转子的转速 n 高于旋转磁场的同步转速 n_1，即转差率 $s=\frac{n_1-n}{n_1}$ 为负值，便成为异步发电机运行了。异步发电机在农村小型电站中有时被采用，如有的山区，农村输电网尚不能达到，可以采用异步发电机作为独立电源，供给照明等用电。这种单机运行的异步发电机称为自激异步发电机。自激异步发电机必须在定子绕组的端点上并联适当的电容器，如图 5-7 所示，利用电容来供给异步发电机的激磁电流，使发电机建立起电压，并在气隙中产生旋转磁场。

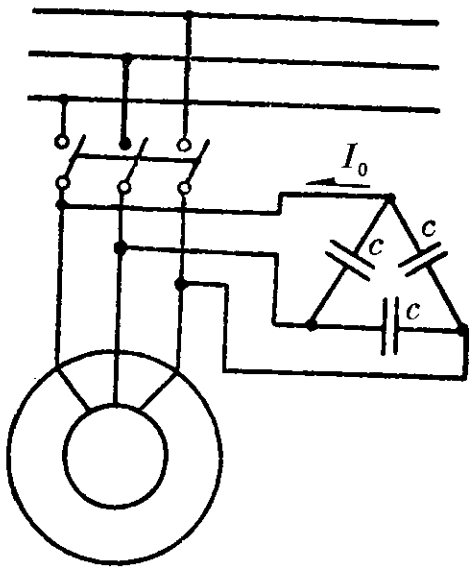


图　5-7

自激异步发电机利用电容激磁的作用原理如下：首先异步电机的转子要有剩磁存在，如果转子剩磁消失了，可以将干电池接在电机定子绕组上充电数秒钟。原动机带动电机的转子旋转后，转子的剩磁磁通 ϕ_r 将会切割定子绕组，并在定子绕组中感应出剩磁电势 $\dot{E}_r$。如图 5-8(b) 中所示，$\dot{E}_r$ 的

相位落后于 $\dot{\phi}_s$ 为90°。电势 $\dot{E}_s$ 加在电容器上，使定子绕组中流过超前 $\dot{E}_s$ 为90° 的电容电流 $\dot{I}_{c0}$，$\dot{I}_{c0}$ 通过定子绕组产生的磁势和剩磁通 $\dot{\phi}_s$ 方向相同，使电机中磁通增大，由图 5-8(a) 可见，这时定子电势增大到 E_1，电势 E_1 又使电容电流增加到 I_{c1}，I_{c1} 再使定子电势增大到 E_2；如此反复激励，直到发电机的端电压上升到稳定值 U_0，这时电容电流增大到稳定值 I_0，即电动机的工作状态就在电机空载特性曲线 1 和电容线 2 的交点。稳定电压的大小与电容的数值及异步发电机转子的转速有关。如果电容器的电容增大（即电容的容抗减小），则电容线的斜率就变小，如图 5-8 中曲线 3 所示，因此稳定电压就增大。如果原动机带动转子的转速增加，图5-8 中的空载特性曲线 1 将会上移，也使稳定电压值增高，这时发电机的电势频率也随之增大。

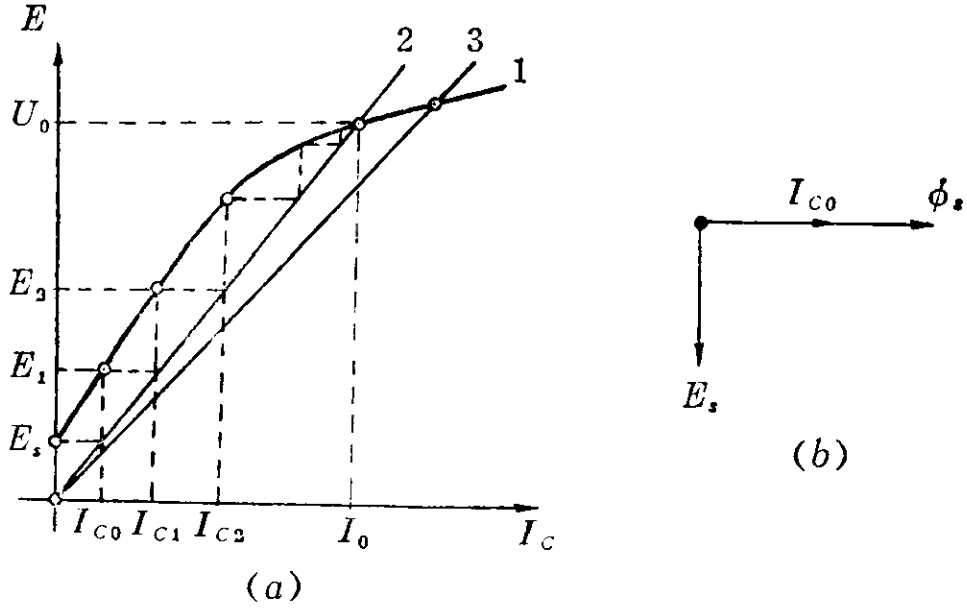


图 5-8 曲线 1 是异步发电机的空载特性曲线。
曲线 2 是电容为 c_1 时的端电压与线电流的关系曲线称为电容线。
曲线 3 是电容为 $c_2 > c_1$ 时的端电压与线电流的关系曲线。

自激发电机的电容大小要选择适当。如果电容过大，则空载电压太高，在过电压的情况下，会使设备损坏；如果电容偏小，又会使空载电压偏低，不能适合于供电要求。异步发电机空载时建立额定电压所需之电容，叫做主电容，可以按照下面的方法计算：

为了使异步发电机的空载电压等于额定电压，必须使电容电流等于电机在额定电压下的激磁电流。

当电容器接成三角形时，如果空载时的线电流为 I_0（安），额定线电压为 U_N（伏），则通过每相电容器的电流为 $\frac{I_0}{\sqrt{3}}$，每相电容器的容抗值为：

$$x_{C\Delta}=\frac{U_N}{I_0/\sqrt{3}}=\frac{1}{\omega C_\Delta}$$

C_Δ 就是三角形接法时每相的电容，

$$C_\Delta=\frac{I_0}{\omega\sqrt{3}U_N}\times 10^6\ \text{（微法）}$$

三角形接法时三相所需总电容为：

$$C=3C_\Delta=\frac{\sqrt{3}I_0}{\omega U_N}\times 10^6\ \text{（微法）}$$

当电容器接成星形时，则空载时每相线电流为 I_0，相电压为 $\frac{U_N}{\sqrt{3}}$ 所以每相电容的容抗值为：

$$x_{Cy}=\frac{\frac{U_N}{\sqrt{3}}}{I_0}=\frac{1}{\omega C_y}$$

$$C_y=\frac{\sqrt{3}I_0}{\omega U_N}\times 10^6\ \text{（微法）}$$

星形接法时三相总电容为：

$$C = 3C_y = \frac{3\sqrt{3}I_0}{\omega U_N} \times 10^6 \text{（微法）}$$

电容器的额定电压必须高于工作电压，一般在380伏系统中，当电容器接成△形时，它的额定电压应不低于450伏，当电容器接成Y形时，它的额定电压应不低于250伏。

自激异步发电机在负载运行时，由于负载的增加，转差率$|s|$值将要增大，为了要保持发电机输出电压的频率f不变，就必须相应地提高转子的转速n，否则负载增加后频率f及发电机的端电压下降，而端电压下降又导致激磁的电容电流减小，进一步使端电压下降，因此自激异步发电机负载增大时端电压下降很快。如果负载为感性负载（如异步电动机等），则端电压下降比电阻性负载更严重得多，这是因为负载中的感性电流将抵消一部分电容电流（激磁电流）而使端电压急剧下降。为了保持端电压不变，必须在负载增加的同时增加电容，增加的这部分电容称为辅助电容。

当负载为纯电阻性时（如照明负载），负载功率因数

$$\cos\varphi = 1,$$

发电机达到满载时要保持额定电压U_N不变，所需要增加的辅助电容C_1约为空载电容C的125%，即

$$C_1 = 1.25C\text{（微法）}$$

当负载为感性时，负载功率因数$\cos\varphi < 1$．这时负载无功功率Q为：

$$Q = P_N \sin\varphi$$

如$\cos\varphi = 0.8$，则

$$Q = P_N \sin\varphi = P_N\sqrt{1-\cos^2\varphi} = P_N\sqrt{1-0.8^2} = 0.6P_N$$

P_N是发电机的额定视在功率（伏安）。

补偿这部分无功功率Q所需要增加的辅助电容为：

$$\triangle\text{接法时 } C_2 = \frac{Q}{\omega U_N^2} \times 10^6 \text{（微法）}$$

$$\text{Y 接法时 } C_2 = \frac{3Q}{\omega U_N^2} \times 10^6 \text{（微法）}$$

因此，在额定负载情况下，所需增加的辅助电容应为：

$$C_{辅} = C_1 + C_2$$

自激异步发电机满载运行时三相总的电容为：

$$C_{总} = C + C_1 + C_2$$

由上述分析可以知道，自激异步发电机在负载变化时，如果没有自动调节装置，其端电压和频率的变化是很难免的。切除负载时，应同时切除相应的辅助电容，以防止运行中电压过高，损坏电容器和其他设备。如果负载为异步电动机时，其单机容量不应超过异步发电机容量的10%，电动机负载的总容量不应超过异步发电机容量的25%。如果运行中突然发生端电压消失，可以立即拉断负载，端电压便会重新建立起来。空载电压建立起来以后再逐渐增加负载。

异步发电机也可以与电网并联运行，这时发电机所需的激磁电流就由电网供给。异步发电机的激磁电流对电网来说是一个功率因数很低的滞后电流，这就增加了电网供给无功功率的负担。异步发电机和电网并联运行时向电网吸收激磁电流来建立气隙旋转磁场；同时把原动机的功率转换为有功功率供给电网。

§5-3　感应调压器

三相感应调压器在结构上与三相绕线式异步电机相同，但它的转子被一套蜗轮蜗杆卡住不能自由旋转。只有在需要调节电压时，才利用蜗轮蜗杆将转子转过某一个角度。感应调压器的转子绕组接成星形，作为原绕组接至电源。定子绕组作为副绕组，它的一端与转子绕组相连接，如图 5-9 所示。

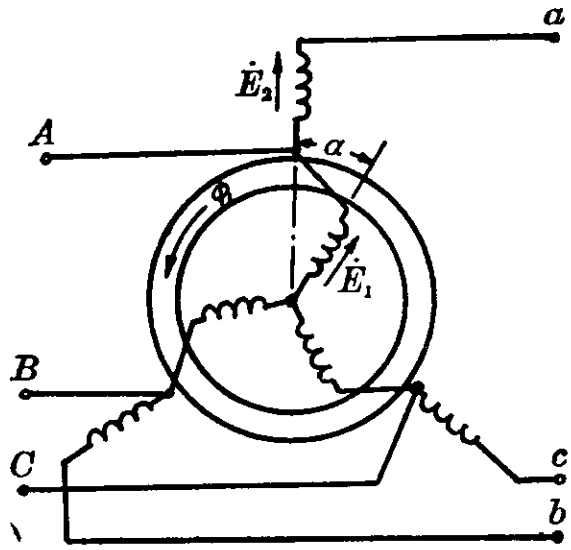


图　5-9

感应调压器的运行原理如下：当转子绕组接通电源后，在三相转子绕组中流过三相电流便在空气隙中产生了以同步转速 n_1 旋转的主磁通 ϕ_1，它在转子绕组及定子绕组中分别感应电势 E_1 及 E_2，$E_1 = 4.44 f_1 w_1 \phi_1 k_{w1}$ 和 $E_2 = 4.44 f_1 w_2 \phi_1 k_{w2}$ $= \dfrac{E_1}{k_e}$，其中 $k_e = \dfrac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}$ 为电压变化。而两电势之间的相位则由定子绕组和转子绕组之间的空间位置决定。例如，转子 A 相绕组与定子 a 相绕组重合时，我们令 $\alpha = 0$、此时旋转磁

场在定、转子绕组中的感应电势是同相的。当转子逆着旋转磁场移过 α 角，由图 5-10 (a) 可见，此时旋转磁场将先切割转子 A 相绕组，经过 α 电角度后才切割定子 a 相绕组，所以定子绕组中的感应电势 $\dot{E}_2$ 便落后于转子电势 $\dot{E}_1$ 一个同样的角度 α。根据图 5-10 中所表示的电路关系，在忽略原、副边阻抗压降的情况下，副边电压 U_2 为原、副边感应电势之和

$$\dot{U}_2 \approx \dot{E}_1 + \dot{E}_2$$

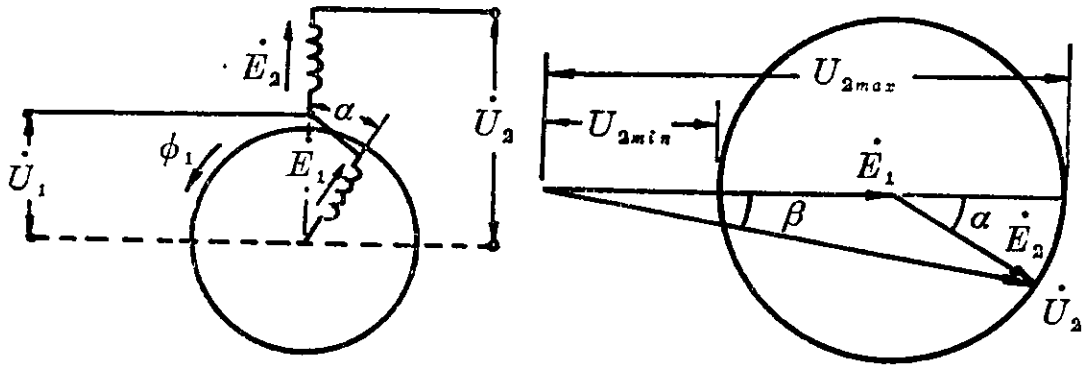
其相量关系如图 5-10 (b) 所示。因此调节转子的位置 α 角，就可平滑地调节副边输出电压的大小，副边电压的最大值为

$$U_{2max} \approx E_1 + E_2 = E_1 + \frac{E_1}{k_e} \approx U_1\left(1 + \frac{1}{k_e}\right)$$

因为在忽略阻抗压降时 $E_1 = U_1$。副边电压的最小值为

$$U_{2min} \approx E_1 - E_2 \approx U_1\left(1 - \frac{1}{k_e}\right)$$

当定子及转子绕组的匝数相等时，$E_2 = E_1 \approx U_1$，因此感应调压器的输出电压便可在 $0 \sim 2U_1$ 的范围内调节。但是应注意，在调节输出电压大小的同时，输出电压在相位上也发生了一些变动，如图 5-10 (b) 中所示的 β 角。



(a)　　图 5-10　　(b)

由于感应调压器是静止的，所以它的散热条件比异步电

机要差，小型的感应调压器用空气冷却，容量较大的，放在油箱内用油冷却。感应调压器的重量、激磁电流比同容量的自耦变压器大，但是它没有滑动的触头，运行比较安全可靠。

小　结

异步电机主要是在电动机状态下运行，但是也可以根据实际需要在其他运行方式下使用。本章分析了异步电机在制动状态和发电机状态运行时的基本原理；并扼要介绍了绕线式异步电机在转子不转动时，做为调压器使用的原理。

异步电机在制动状态或发电机状态运行时，它们的基本方程式和等效电路都与异步电动机相同，差别只是转差率的数值和范围不同。当$s<0$时为发电机状态，当$0<s<1$时为电动机运行状态，当 $s>1$ 时为反接制动状态。因此，只要把不同范围的s值代入基本方程式和等效电路，就可以分析计算它们的特性，并且可以看清发电机或制动状态时的功率传递关系。

异步发电机与电网并联运行时，要从电网吸取激磁电流产生气隙磁场，这使电网的功率因数变坏。异步发电机单独运行时，必须在定子绕组端点并联电容器，利用电机的剩磁自激而产生气隙磁场，建立端电压。为了使自激异步发电机负载增加时端电压保持不变，应在负载增加的同时增加并联电容（辅助电容）。本章介绍了自激异步发电机并联电容量的计算公式和选择方法。

感应调压器实质上是一台静止的绕线式异步电动机。本章着重介绍了调节输出电压的基本原理。感应调压器主要用于要求无触点无级调压的装置中或用于实验室中。

第六章　异步电动机的起动

§6-1　概　述

异步电动机在实际运行过程中，总是需要起动和停机。我们在选用电动机时，总是希望电动机能带动生产机械很快地转到额定转速而正常工作。这就要求电动机在起动时：(1) 能产生足够大的起动转矩 $M_{起}$，使电动机能很快地转动起来；(2) 起动电流 $I_{起}$不要太大，避免起动电流在电网上流过时产生较大的电压降落，而影响接在电网上的其它电机和电气设备的正常工作。

一台普通的鼠笼式异步电动机不采取任何措施而直接接至电网起动时，有时不能满足上述的要求。因为它的起动电流很大，而起动转矩并不是很大。起动电流大的原因可由等效电路或式(4-37)看出，电动机的电流

$$I'_2=\frac{U_1}{\sqrt{\left(r_1+\frac{r'_2}{s}\right)^2+(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma})^2}} \tag{6-1}$$

当电动机在额定负载下运行时，它的转差率 s_N 很小，仅为2～6%，假设 $s_N=0.05$，则 $\frac{r'_2}{s_N}=\frac{r'_2}{0.05}=20r'_2$。但在起动瞬间 $n=0$，即 $s=1$，代入上面的关系式可见，$\frac{r'_2}{s}$ 将由 $20r'_2$ 减小至 r'_2，由于起动时电动机的阻抗显著减小，电流将大

为增加。所以异步电动机在起动时会涌入很大的起动电流，它约为额定电流的 4～7 倍。

起动时电流很大，但起动转矩并不很大，这可由式 (4-36) $M = C_M \phi_1 I'_2 \cos\varphi_2$ 来说明。在起动时电流很大，定子绕组中的阻抗压降增大，感应电势将减小较多，由于 $E_1 = 4.44 f w_1 \phi_1 k_{w1}$，因而主磁通 ϕ_1 也将与 E_1 成比例地减小。此外，在起动时，$s = 1$，转子绕组的功率因数 $\cos\varphi_2 = \dfrac{r'_2}{\sqrt{r'^2_2 + x'^2_{2\sigma}}}$。在一般的异步电机中，$r'_2 < x'_{2\sigma}$，所以起动时 $\cos\varphi_2$ 较低。因此，起动电流虽很大，但是起动转矩并不是很大，约为 $(1\sim2)M_N$。

我们在决定异步电动机的起动方法时，必须根据电网的情况，机械负载对起动转矩的要求等具体情况，进行具体的分析。例如电网的容量很大，电动机的起动电流不会在电网上引起显著的电压降落，就可以不必顾虑起动电流大的影响。如果机械负载在起动时所要求的转矩不大，而电网的容量相对电动机而言又不很大的情况下，则主要考虑如何减小起动电流。对于既要求起动转矩大，又希望限制起动电流的场合，则需进一步考虑改善起动性能的措施，例如采用绕线式异步电动机等。

在本章中将讨论异步电动机的起动特性以及改善起动的方法。

§6-2 鼠笼式异步电动机的起动方法

鼠笼式异步电动机有两种起动方法，即在额定电压下直

接起动，或降低电压起动。

一、直接起动

直接起动就是利用闸刀开关或接触器把电动机直接接到具有额定电压的电源上，如图 6-1 所示。这种起动方法的优点是操作和起动设备都最简单。对于电动机本身而言，鼠笼式异步电动机都允许直接起动。直接起动方法的应用主要是受电网容量的限制，因为电网容量不够大时，电动机的起动电流可能使电网电压显著下降，影响到接在同一电网上的其它电气设备正常工作。

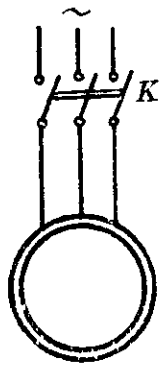


图 6-1

对一台电动机能不能直接起动，各地电业管理机构有一定的规定。有的规定：用电单位如有独立的变压器，则在电动机起动频繁时，电动机容量小于变压器容量的 20% 时允许直接起动；如果电动机不经常起动，它的容量小于变压器容量 30% 时允许直接起动。如果没有独立的变压器(与照明共用)，允许直接起动的电动机最大容量，应使起动时的电压降不超过 5%。

在农村中要特别注意，当几台电动机由一台电源变压器供电时，必须按容量由大到小依次起动，一台一台地投入运行。如果同时起动，则起动电流很大，可能会引起变压器输入端的保护装置动作，造成电源切断。如果发生停电时，一定要把电动机的闸刀拉掉，避免送电后造成接至同一电网的电动机同时起动。

随着电力系统容量的不断增大，鼠笼式异步电动机采用直接起动的方法也日益增多，数百千瓦的异步电动机也常采

用直接起动。

直接起动的常用设备如下：

1．闸刀开关　一般可用于10千瓦以下电动机的直接起动。用熔丝作为电动机的短路保护。开关的额定电流应为电动机额定电流的3倍。常用的闸刀开关有HK_1型、HK_2型的胶盖闸刀开关（图6-2），还有石板闸刀开关（图6-3）。

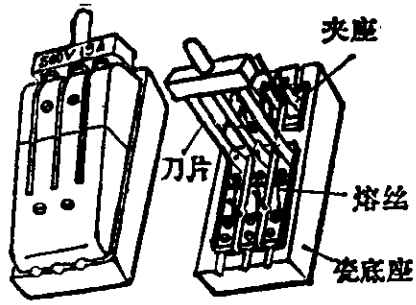


图　6-2

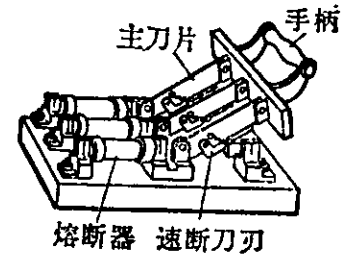
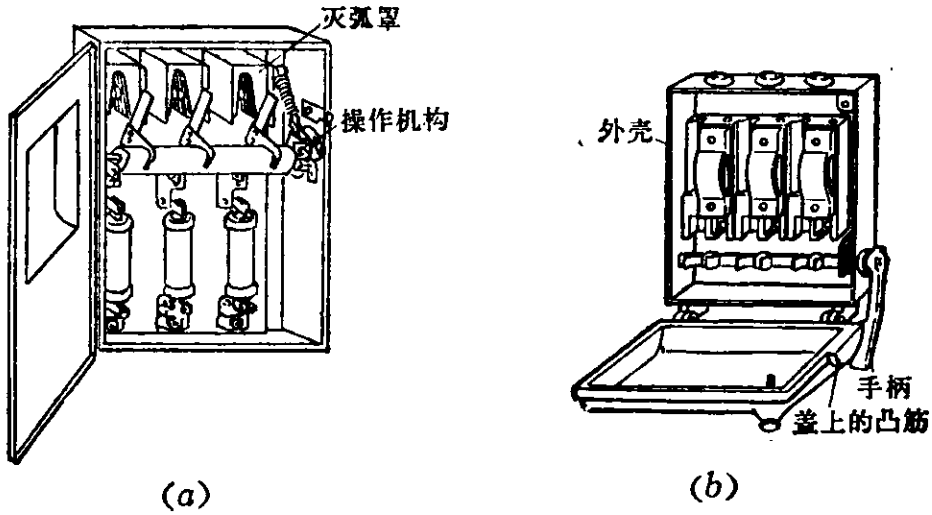


图　6-3

闸刀开关一般不宜用于带负载拉闸。起动时将闸刀推上，电动机就起动；停机时将闸刀拉开，电动机就停止运转。闸刀开关合闸与拉闸时，动作必须迅速，否则在刀片与定触头之间会产生电弧，容易把两者烧坏。在拉闸或合闸时，人应该站得稍偏一些，不要正对着闸刀站着，以保证人身的安全。

2．铁壳开关　一般可用于28千瓦以下电动机的直接起动。用熔丝作为电动机的短路保护。开关的额定电流应为电动机额定电流的3倍以上。其结构如图6-4所示。

3．磁力起动器　磁力起动器是由交流接触器和热继电器组成。它与闸刀开关配合使用，以闸刀开关的熔丝作短路保护；热继电器和接触器可作过载保护和欠电压保护（其作用原理见§9-4）。常用的磁力起动器有QCI型、QC8型、QC10型和QCO型。磁力起动器适用于75千瓦以下鼠笼式



(a)　　(b)

图　6-4

电动机的直接起动，并且可以远距离操作。

二、降压起动

若电源的容量不够大时，就需要采用降低电压的起动方法来减小电动机的起动电流。可是异步电动机的起动转矩和端电压的平方成正比，所以当定子绕组的端电压降低时，电动机的起动转矩也减小了。对于起动转矩要求不高的场合，可以采用降压起动。下面介绍几种常用的降压起动方法：

1．电阻降压或电抗降压起动

这种起动方法是在鼠笼式异步电动机定子绕组的电路中串入一个三相电阻器或电抗器。使电动机起动时一部分电压降落在电阻或电抗上，于是加在电动机上的电压就低于电网电压，从而减小了起动电流。当电动机起动到接近额定转速时，将电阻器或电抗器短接，使电动机在额定电压下正常运行。这种起动方法的线路如图 6-5（串电阻）和图 6-6(串电抗)所示。起动时先将闸刀开关 K_1 合上，电阻器或电抗器就

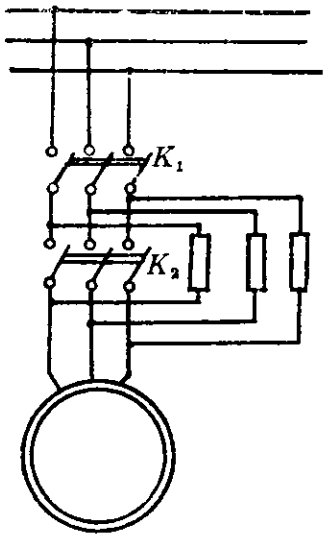


图 6-5

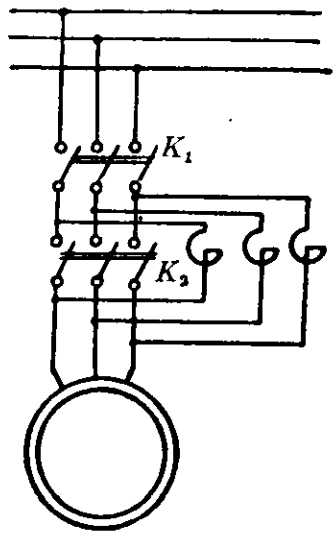


图 6-6

串入定子电路起动，这时电动机的端电压 $U_{起}$ 低于额定电压 $U_{额}$，其比值用 $k=\frac{U_{额}}{U_{起}}$ 表示；待电动机转速接近额定转速时合上开关 K_2，使电阻器或电抗器短接，电动机便在额定电压下运行。由于电动机的转矩是与电压的平方成正比，所以随着电压的降低，虽然起动电流只是正比于电压减小，但电动机的转矩减小更多，这是电阻降压或电抗降压起动方法的缺点。同时，起动时在电阻上的功率损耗较大，所以这种方法仅用于起动转矩要求不大，而起动也不太频繁的电动机上。

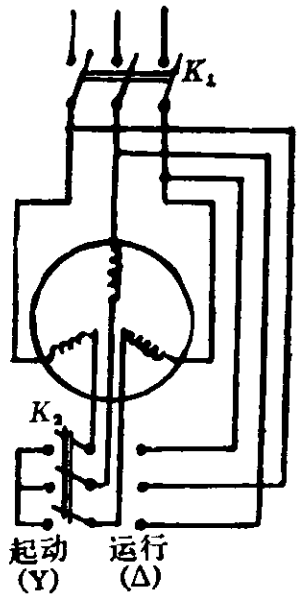


图 6-7

2．星三角（Y/△）起动

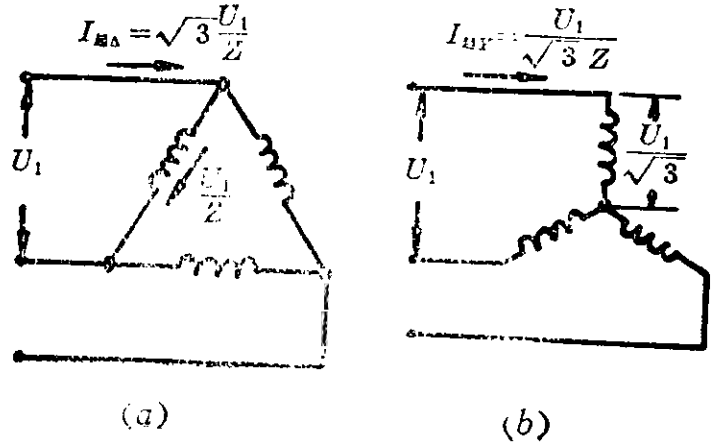
这种方法只适用于定子绕组在正常工作时是△接法的电动机，其起动线路如图6-7所示。在起动时先合上闸刀开关

K_1 再把 Y/△ 开关 K_2 投向起动位置(Y)。此时定子绕组为星形接法，定子每相绕组的电压为$\frac{1}{\sqrt{3}}U_1$，其中 U_1 为电网的额定线电压。待电机接近额定转速时，把Y/△开关K_2很快地投向运行位置（△），这时定子绕组改为△接法，定子每相绕组便承受额定电压 U_1，起动过程结束。

假设起动时电动机的每相阻抗为 Z，如用△接法直接起动，每相绕组中的起动电流为$\frac{U_1}{Z}$，于是起动时的线电流 $I_{起\Delta}=\sqrt{3}\frac{U_1}{Z}$，如图 6-8 (*a*) 所示。

如果在起动时把异步电动机的定子绕组改成 Y 形接法，每相绕组上所加的电压为$\frac{U_1}{\sqrt{3}}$，由于是 Y 接法，线电流等于相电流，因此起动电流 $I_{起Y}=\frac{U_1}{\sqrt{3}Z}$，如图 6-8 (*b*) 所示。比较以上两式，

$$\frac{I_{起Y}}{I_{起\Delta}}=\left(\frac{U_1}{\sqrt{3}Z}\right)\Big/\left(\frac{\sqrt{3}U_1}{Z}\right)=\frac{1}{3} \qquad (6\text{-}2)$$



(*a*)　　(*b*)

图 6-8

即Y形接法时，由电网供给的起动电流仅为△接法时的$\frac{1}{3}$。由于起动转矩与电压的平方成比例，所以Y接法起动时的起动转矩也减小到$\left(\frac{1}{\sqrt{3}}\right)^2=\frac{1}{3}$。

由于Y/△起动方法的设备比较简单，所以在轻载或空载起动的情况下常采用这种方法。但它只适用于定子绕组是△接法的电动机，所以，现在JO2系列4千瓦以上的电动机，定子绕组都设计成△接法，以便采用Y/△起动。

3．应用自耦变压器（或称起动补偿器）起动

利用自耦变压器降压起动的原理如图6-9。设自耦变压器的电压变比为k，经过自耦变压器降压后，加在电动机端点上的电压便为$\frac{1}{k}U_1$。此时电动机的起动电流$I'_{起}$便与电压成比例地减小，为额定电压下直接起动电流$I_{起额}$的$\frac{1}{k}$，即$I'_{起}=\frac{1}{k}I'_{起额}$。由于电动机接在自耦变压器的副边，自耦变压器的原边接至电网，故电网所供给的起动电流为

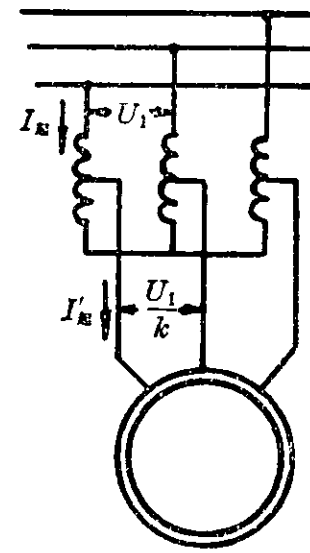


图 6-9

$$I_{起}=\frac{1}{k}I'_{起}=\frac{1}{k^2}I_{起额} \qquad (6-3)$$

由此可见，利用自耦变压器降压起动和直接起动相比较，电网所供给的起动电流减小到$\frac{1}{k^2}$。由于端电压减小为$\frac{1}{k}U_1$，因此起动转矩也为直接起动时的$\frac{1}{k^2}$。

自耦变压器上备有抽头，以供选择电压，如QJ2型起动补偿器抽头分别为电源电压的73%、64%和55%（即$\frac{1}{k}$=0.73、0.64和0.55），QJ3型抽头分别为电源电压的80%、60%和40%。使用时，抽头的选择由允许的起动电流以及负载所需要的起动转矩决定。当需要适当控制起动电流，而又希望起动转矩不要过小时，如果采用Y/△起动，由于起动转矩仅为直接起动时的$\frac{1}{3}$，不能满足要求，可以采用自耦变压器起动。例如选择$\frac{1}{k}$=0.8，则从电网吸取的电流为直接起动时的0.64倍，起动转矩也是直接起动时的0.64倍。但采用自耦变压器起动，将使设备费用增加。

4．延边三角形起动

另一种新的降压起动方法——延边三角形起动法，具有和自耦变压器起动法相近的性能，但只需一只换接开关，结构简单，维修方便。

在说明延边三角形降压起动的原理时，首先再来看Y/△起动是怎样降压的。一台380伏△接法的电动机，在起动时改接成Y形，电动机每相绕组所承受的电压只有原来的$\frac{1}{\sqrt{3}}$。起动电压降低了，起动电流小了，但起动转矩也减小到$\frac{1}{3}$。因此Y/△起动就只能用在空载或轻载起动。为了提高起动转矩，是否可以使起动时每相绕组上的电压不要减小那么多？延边三角形就很好地解决了这个问题。在起动时，我们把电动机的定子绕组一部分接成△形，一部分接成Y形．如图

6-10（a）所示。从图形上看就是一个△的三条边延长，因此称为“延边三角形”，用符号Δ表示。当起动结束后，把绕组改接成△形，电动机就进入正常运转。

在延边三角形接法时，把Y和△两种接法结合了起来。当端点D_1、D_2、D_3接至电源时，电动机每相绕组（如D_1D_4）所承受的电压就小于△接法时的380伏，而大于Y接法时的相电压220伏。每相绕组电压的大小是随电机绕组抽头（D_7、D_8、D_9）的位置而改变。如果接成Y形部分的线圈（D_1D_7、D_2D_8、D_3D_9）匝数愈多，电动机的相电压就愈低。如当Y形部分绕组和△形部分绕组的匝数是1：1时，电动机每相绕组的电压是269伏；而当抽头比例是1：2时，每相绕组的电压是294伏。异步电动机采用Δ/△起动方法时，可以采用不同的抽头比例来适应不同的使用要求。

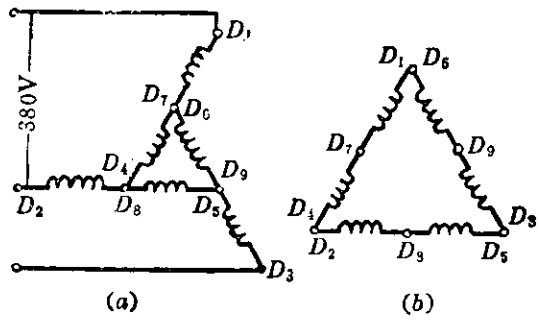


图 6-10

从图6-10可以看出，采用延边三角形起动的电动机需要有9个出线头。为了推广这种新的起动方法，三相异步电动机要根据用户的需要，把定子绕组制成9个出线头。

从上面的分析中可以知道，不论采用哪一种降压起动方法来减小起动电流，电动机的起动转矩都与电压平方成比例地减小。表6-1列出了各种降压起动方法与直接起动相比较的特征。

表 1-6

起动方法	电阻降压起动	自耦变压器起动	Y/Δ 起动	延边三角形起动		
				抽头1：2	抽头1：1	抽头2：1
起动电压	$\frac{1}{k}U_{额}$	$\frac{1}{k}U_{额}$	$\frac{1}{\sqrt{3}}U_{额}$	$0.78U_{额}$	$0.71U_{额}$	$0.66U_{额}$
起动电流	$\frac{1}{k}I_{起额}$	$\frac{1}{k^2}I_{起额}$	$\frac{1}{3}I_{起额}$	$0.6I_{起额}$	$0.5I_{起额}$	$0.43I_{起额}$
起动转矩	$\frac{1}{k^2}M_{起额}$	$\frac{1}{k^2}M_{起额}$	$\frac{1}{3}M_{起额}$	$0.6M_{起额}$	$0.5M_{起额}$	$0.43M_{起额}$
各种起动方法的优缺点	电动机定子回路串电阻降压起动，起动过程中把电阻短接。电阻损耗大，电阻容量限制起动次数不能频繁。较少采用。	电动机定子回路接入变压器起动，起动后切除变压器。起动电流与电压平方成比例减小。常采用。但设备价格贵；不宜频繁起动。	用于定子绕组Δ接法的电动机，设备简单，可以频繁起动。常采用。	用于定子绕组Δ接法的电动机，可采用不同的抽头比例来适应不同的使用要求。设备简单，可频繁起动。		
定型起动设备	$QJ1$系列电阻起动器，$PY1$系列冶金控制屏等。	$QJ2$、$QJ3$系列自耦降压起动器，GTZ系列补偿起动器等。	$QX1$、$QX2$系列手动Y-Δ起动器，$QJ3$系列自动Y-Δ起动器等。	$XJ1$系列减压起动控制箱。		

§6-3 绕线式异步电动机的起动

鼠笼式异步电动机为了限制起动电流而采用降压起动方法时，电动机的起动转矩就与电机端压平方成比例地减小。因此对于不仅要求起动电流小，而且要求有相当大的起动转矩的场合，就往往不得不采用起动性能较好而价格较贵的绕线式电动机。

绕线式异步电动机的特点是可以在转子绕组中串入附加电阻，参看图6-11。我们已知，当异步电动机的转子回路接入适当的电阻时，可以改变电动机的起动性能。

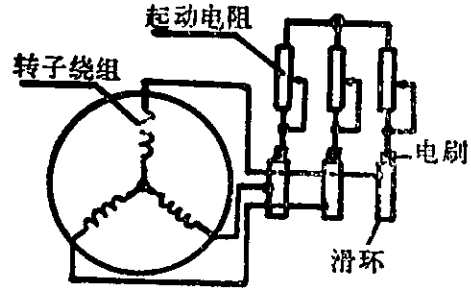


图 6-11

如果接入起动电阻使转子绕组每相总电阻满足条件：$r'_2 + r'_{起} = \sqrt{r_1^2 + (x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})^2}$，便在起动时获得最大转矩。因此在异步电动机的转子回路接入适当的电阻，不仅可以使起动电流减小，而且可以使起动转矩增大，使电动机具有良好的起动性能。

电动机转动起来以后，随着转速升高，电动机产生的电磁转矩便将沿着 $M = f(s)$ 曲线逐渐减小。为了缩短起动过程，增大电动机在整个起动过程中的转矩，可以把串入的起动电阻逐段切除。例如当转速 $n = n''$ 时，切除一段电阻，使电阻值由 $r_2''' \rightarrow r_2''$，电动机的转矩又上升到最大值，如图6-12所示。之后逐段将串入的电阻切除，使电阻逐渐减小，直到最后完全短接，起动过程结束。对于有举刷装置的电动

机，起动完毕后，还应利用该装置把转子绕组自行短路，并把电刷举起使不和滑环接触，以防止运行时电刷的磨损，并减少摩擦损耗。由于绕线式异步电动机可以得到较大的起动转矩，同时起动电流较小，因此，起动困难的机械，如铲土机、卷扬机、起重用的吊车大多采用绕线式异步电动机。

小容量绕线式异步电动机起动用的变阻器由金属电阻丝绕成，容量较大的，将电阻丝浸在油内以加强散热。大容量电机的起动电阻有的用铸铁电阻片，有的用水电阻箱。一般来讲，起动电阻都是按短时运行方式设计的，如果长时间流过较大的电流，会因过热而损坏。

采用电动机转子回路串入变阻器的方法起动，当逐段减小变阻器的电阻时，转矩突然增大（图 6-12），会在机械上产生冲击。当电机容量较大时，转子电流很大，起动时的一套辅助设备也会很庞大，操作维修不便。为了得到较好的机械特性，并简化起动时的操作，可以在转子绕组中接入频敏变阻器，这种变阻器的电阻值随着转子转速的上升（转子电流频率 f_2 下降）而自动地减小。因此不必用人工去改变电阻，电动机就能平稳起动。

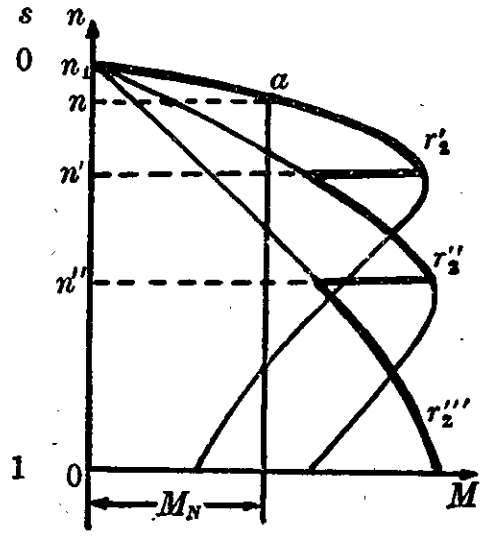


图 6-12

频敏变阻器的结构如图 6-13 所示，它的铁心是由几片或十几片较厚的钢板或铁板制成，三个铁心柱上绕有三相线圈。当频敏变阻器的线圈中通过交流电时，在铁心中便产生

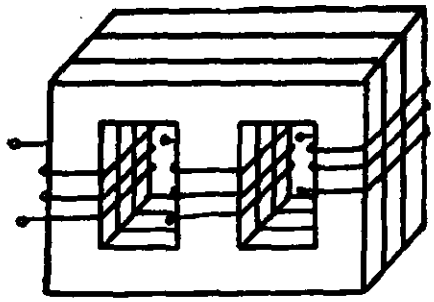


图 6-13

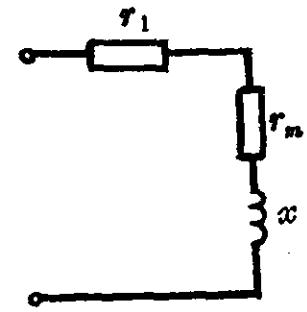


图 6-14

交变的磁通，并在铁心中产生铁耗。我们可以画出它的等效电路如图 6-14，其中 r_1 是线圈中的电阻，x 是线圈的感抗，r_m 是反映铁心损耗的等效电阻，铁心损耗愈大，r_m 也愈大。在电动机起动时要求接入的电阻较大，所以频敏变阻器的铁心用较厚的铁板叠成，使线圈中通过电流时所产生的磁通，能在铁心中引起很大的涡流损耗，因此在等效电路里反映铁耗的电阻 r_m 也比较大。我们知道，涡流损耗与频率的平方成正比例。当电动机刚起动时，转子电流的频率 $f_2 = f_1 = 50$ 周/秒，频率较高，频敏变阻器里的涡流损耗或它的等效电阻 r_m 较大，所以串接在转子回路里的电阻较大，可以限制起动电流，并增大电动机的起动转矩。起动后，随着转子转速的逐渐上升，转子绕组中的电流频率 $f_2 = sf_1$ 便逐渐降低，于是频敏变阻器铁心中的涡流损耗也逐渐减小，反映铁耗的电阻 r_m 也跟着减小，它正好满足了绕线式电动机起动时的要求。同时，也不会象逐段切除起动电阻时引起转矩的冲击。应用频敏变阻器时，整个起动过程中转矩曲线是很平滑的，如图 6-15 所示。当转速接近

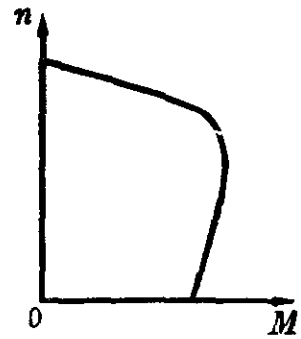


图 6-15

额定时，转子电流频率很低，反映铁耗的电阻 r_m 就很小。起动过程完成后，应把转子绕组自行短路。

频敏变阻器是一种静止的无触点变阻器，它具有结构简单，材料和加工要求低，寿命长，使用维护方便等优点，因而日益普遍地应用在绕线式异步电动机的起动中。

§6-4 深槽及双鼠笼电动机

异步电动机起动时，如果转子电阻较大，可以增大起动转矩，并且可以限制起动电流。但是在正常运行时则希望转子电阻小些，这样，转子铜耗可以小些，使电机的效率增高。绕线式电机，我们可以在起动时串入起动电阻，而在运行时把起动电阻短接来达到上述的要求。鼠笼式转子绕组本身是短路的，无法接入外加电阻。为了解决这个矛盾，人们就从转子槽形着手，设法利用集肤效应（也叫趋肤效应），来达到起动时转子电阻较大而在正常运行时转子电阻自动变小的要求。

这里我们先简单地介绍一下什么是集肤效应。一根导线通过直流电时，电流在导线的截面上是均匀分布的。如通过交流电，情况就不同了，电流在导线截面上的分布是不均匀的，在导线表面处电流密度较大，越靠近导线中心，电流密度越小。因为交流电通过导线时，将产生交变的磁通与导线匝链，导线中心处所匝链的磁通要比导线表面处所匝链的磁通为多，故导线中心处的感抗较大，愈趋向表面感抗愈小，所以电流比较集中地分布在导线表面。感抗 $x_L = wL = 2\pi fL$，即感抗的大小不仅与 L 成正比，还与电流的频率 f 成正比，

所以频率越高，导线中心处的感抗越大，集肤效应也越显著。本节所介绍的深槽及双鼠笼电动机就是利用这一集肤效应来改善电动机的起动性能。

一、深槽式异步电动机

这种电动机的转子槽形窄而深。当转子导条中通过电流时槽中的漏磁通分布如图 6-16（a），导条槽底部分所匝链的漏磁通比槽口部分要多得多，因此槽底部分的漏电抗较大，而槽口部分的漏电抗较小。在刚起动时 $s=1$，转子电流的频率 $f_2=f_1$，频率较高，转子导条中的漏电抗大于电阻，转子漏阻抗中漏电抗占主要地位。我们知道，导条中的电流和阻抗的大小成反比地分布，因而可以认为导条中的电流分布基本上与漏电抗成反比，槽底部分漏电抗大，流过的

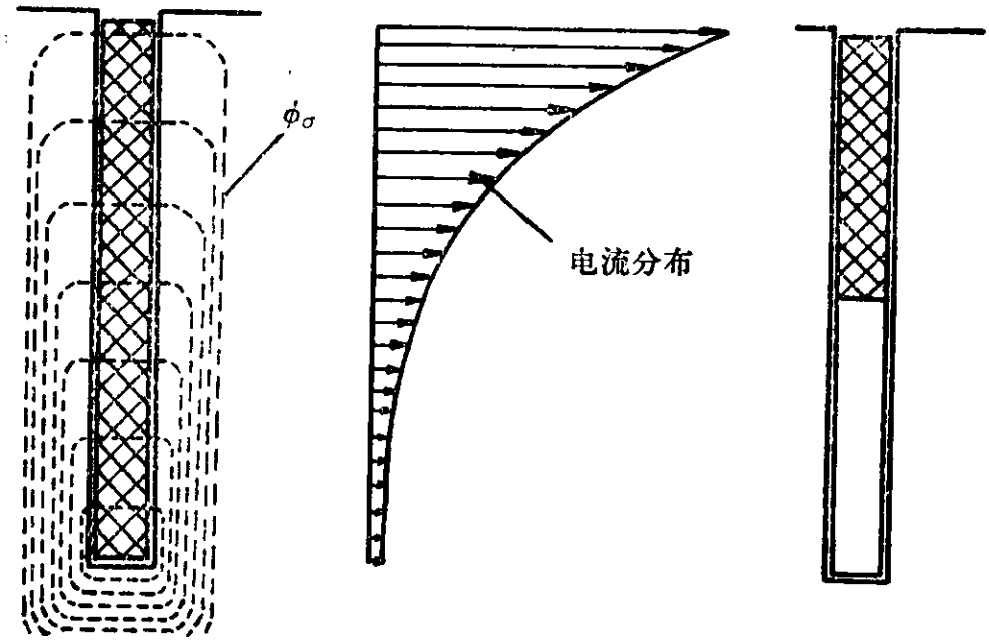
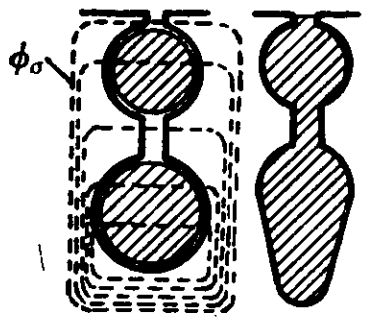


图 6-16

电流少，而槽口部分漏电抗小，流过的电流就较多。因而电流的分布就将集中在槽口部分，如图 6-16（*b*）。由于电流向槽口部分集中，使槽底部分的导体在传导电流时所起的作用很小，这相当于导体高度及有效截面积减小了，如图 6-16（*c*），使转子电阻 r_2 增大。因此，在起动时将产生较大的起动转矩。在额定运行时，转子电流频率很低，仅 1～3 周/秒，因此转子绕组的漏电抗比转子电阻小得多，可予忽略，这时集肤效应几乎消失，导条中的电流均匀分布，转子电阻又重新变小，所以在正常运行时不会增大转子铜耗及降低效率。但是，由于槽窄而深，转子槽中的漏磁通增多了，所以转子漏电抗比一般的鼠笼式电机大些，使电机运行时的功率因数稍低些。同时由于漏电抗大，使最大转矩也稍减小一些。

二、双鼠笼异步电机

这种电机有两套鼠笼，即上笼和下笼，如图 6-17（*a*）。上鼠笼导线截面较小，通常用黄铜作成，电阻较大；下鼠笼导线截面较大，用紫铜做成，电阻较小。双鼠笼电机也常用铸铝转子，如图 6-17（*b*）。由图 6-17（*a*）可见，上鼠笼匝链的漏磁通少，所以漏电抗较小；下鼠笼匝链的漏磁通较多，故漏电抗较大。上、下鼠笼的漏电抗及电阻关系是 $x_{下}>x_{上}$，$r_{上}>r_{下}$。



（*a*）　　（*b*）

图 6-17

在起动时，转子电流频率等于电源的频率，转子绕组的

漏阻抗中漏电抗大于电阻，漏电抗占主要作用，因此转子槽中的电流分布基本上决定于漏电抗。由于下鼠笼电抗大，上鼠笼的电抗小，所以电流主要在上鼠笼流过。由于上鼠笼电阻较大，所以可以产生较大的起动转矩。因为起动时上笼起主要作用，故称起动笼。在正常运行时，$f_2 = sf_1$ 频率很低，转子漏电抗远远小于电阻，于是转子电流将按电阻的大小成反比地分配，大部分电流将在电阻较小的下笼中流过。由于正常运行时下鼠笼起主要作用，所以也称为运行笼。双鼠笼电动机的机械特性，应是上鼠笼及下鼠笼绕组产生的转矩曲线之和，如图 6-18 所示。

双鼠笼电动机的转子漏电抗也比一般的鼠笼型电机大一些，所以功率因数及最大转矩也稍低。改变上鼠笼和下鼠笼的几何尺寸或所使用的材料，可以比较灵活地获得所需要的机械特性，这方面它优于深槽式电机。

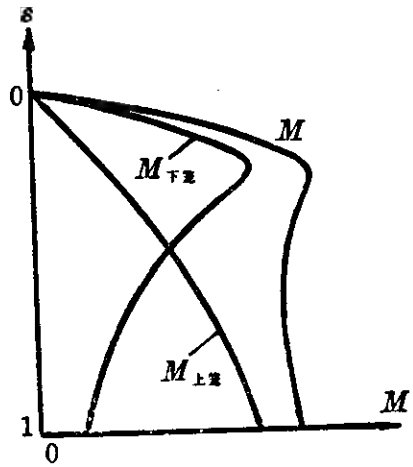


图 6-18

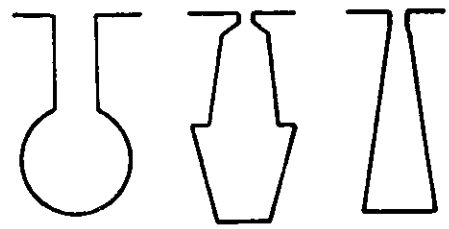


图 6-19

为了改善鼠笼型异步电动机的性能，还常采用图 6-19 所示的转子槽形，它们都是利用集肤效应来增大起动时的转子电阻，改善异步电动机的起动性能。

§6-5　异步电机的附加转矩

异步电动机试制或改极重绕时，有时会发现即使在空载情况下电动机也无法顺利起动。例如电动机可能不会动，或者在很低的转速下转动而不能到达额定转速，也可能在起动过程中发生剧烈振动及噪声等等。

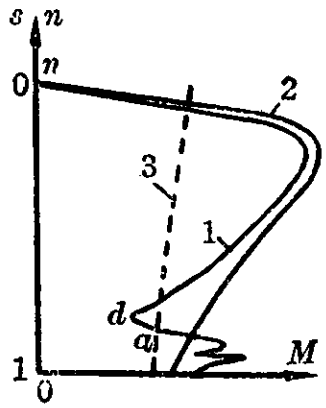


图　6-20

图 6-20 中的曲线 1 是用示波器观察到的电动机的转矩—转差率曲线，曲线中间存在许多凹谷，并不象从转矩公式计算出来的曲线 2 那么平滑。在曲线 1 的 d 点转矩最小，称为电动机的最小转矩。如果负载的转矩（曲线 3）大于最小转矩，那么电动机就无法顺利起动。这时，电动机便在曲线 1 与曲线 3 的交点 a 处低速运转，不能达到额定转速。

电动机转矩曲线的凹谷是造成不能顺利起动的原因，因此要改善电动机的起动性能，必须削弱电动机转矩曲线中的凹谷，这就要求进一步分析和了解电动机转矩曲线中的凹谷是由哪些因素影响而产生的，它的规律性怎样？

在第三章中已知，当定子绕组中通过三相电流时，除了产生基波旋转磁势之外，还产生了一系列的高次谐波旋转磁势。例如 5、7……ν 次谐波旋转磁势，它们的极数为基波旋转磁势的 ν 倍，即 νp 对极，而转速为 $\pm\frac{n_1}{\nu}$，即为基波磁势转速的 $\frac{1}{\nu}$。在电机气隙中的这些谐波磁场与基波旋转磁场一

样，也会在转子导体中感应电势和电流，并会产生转矩。我们称这些高次谐波磁场产生的转矩为谐波转矩或附加转矩。曲线 1 中的凹谷就是由这些谐波转矩引起的。谐波磁场引起的电磁力或电磁转矩可分为三大类：异步附加转矩、同步附加转矩以及单向磁拉力产生的径向振动力。现分述如下：

一、异步附加转矩

上面已讲到，在异步电动机的气隙中存在基波以及一系列高次谐波的旋转磁场。分析这些磁场所产生的转矩时，我们可以先分别研究每一个谐波磁场所产生的转矩，然后用重迭原理把各谐波磁场产生的转矩加起来得到总的转矩。

基波旋转磁场产生的转矩—转差率曲线(图 6-21 中的曲线 1) 已在第四章中详细分析过。在转子转速 n 等于基波旋转磁场的转速 n_1（即同步）时，基波磁场与转子之间没有相对运动，此时在转子中不会感应电势，也不会产生电磁转矩。在其它的转速时，旋转磁场与转子总是存在相对运动，所以总是会在转子导条中感应电流，并产生转矩。当电机的转速低于基波磁场的同步转速（$n<n_1$）时是电动机作用，电磁转矩驱动电机旋转，是拖动转矩。当电机的转速高于基波磁场的转速（$n>n_1$）时是发电机作用，电磁转矩是制动作用，与电机旋转方向相反。

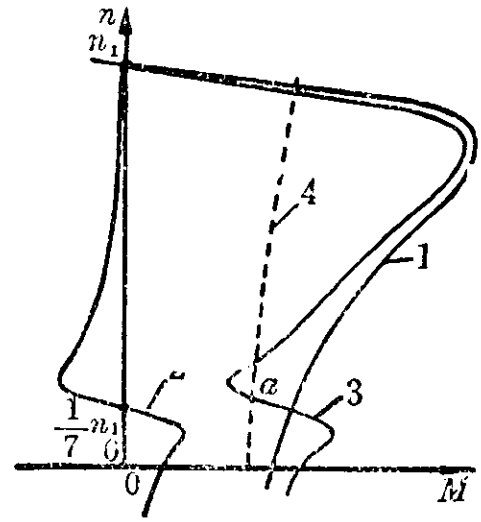


图 6-21

对于7次谐波旋转磁场，我们可以把它看成一台极对数为$7p$的异步电机。7次谐波磁场切割了转子导体，也在转子导体中感应电势和电流，该转子电流与7次谐波旋转磁场相互作用而产生转矩。它的转矩曲线形状是怎样的呢？我们应该从7次谐波磁场的性质来进行分析。7次谐波磁场的同步转速是$\frac{1}{7}n_1$，为基波旋转磁场转速的$\frac{1}{7}$。当转子转速增大到$\frac{1}{7}n_1$时，7次谐波磁场与转子之间就不存在相对速度，不会在转子绕组中感应电势及电流，所以也不会产生转矩。当$0<n<\frac{1}{7}n_1$，即转子速度小于7次谐波磁场的同步转速时，$7p$对极的异步电机是电动机作用。当电机转速大于7次谐波磁场的同步转速$\left(n>\frac{1}{7}n_1\right)$时，$7p$对极的异步电机就变成发电机状态运行，这时它所产生的转矩方向与电机转动的方向相反，是制动作用，所以转矩是负的。7次谐波磁场产生的转矩曲线如图6-21中的曲线2所示。7次谐波磁场产生转矩的原理与异步电动机中基波磁场产生转矩的原理是完全相同的，所以我们称它为异步附加转矩。

电动机产生的总转矩是基波磁场产生的转矩与谐波磁场产生的转矩之和。在考虑了7次谐波磁场后，总的转矩曲线如图6-21的曲线3。在靠近$\frac{1}{7}n_1$处转矩曲线有一最小值。若这个最小值小于负载转矩曲线4，起动时电机的转速将停留在a点而加速不上去。

为了避免7次谐波对起动造成困难，必须削弱7次谐波磁势。同样，5次谐波磁场也会产生附加转矩，也必须设法

削弱。通常可选择适当的绕组节距，使5次及7次谐波磁势大大削弱。

除了5次及7次谐波之外，其它的高次谐波磁场也同样都会产生异步附加转矩。但谐波的次数愈高，谐波磁场的幅值愈小，所以它们产生的转矩影响较小。唯有齿谐波磁场值得注意，所谓定子齿谐波磁场是次数为$\frac{Z_1}{p}\pm1$次的谐波磁场，其中Z_1为定子齿数，p为极对数。齿谐波磁场的来源有二：

1．齿谐波磁势。齿谐波磁势的特点是无法采用分布及短距的方法来削弱它，因为齿谐波的绕组系数总是与基波的绕组系数相同。例如4极36槽双层绕组的异步电动机，绕组的节距$y=8$。基波的分布系数$k_{q1}=0.96$，短距系数$k_{y1}=0.985$。而次数为$\frac{Z_1}{p}\pm1=\frac{36}{2}\pm1=17$及19次的齿谐波磁势，它们的分布系数$k_{q17(19)}=0.96$，短距系数$k_{y17(19)}=0.985$，都与基波相同。

2．由于齿和槽的存在而产生齿谐波磁通。因为当定子有齿和槽时，沿电枢圆周各点气隙的磁阻便不相等，面对齿的地方气隙磁阻较小，而面对槽部磁阻较大。因此在基波旋转磁势的作用下，通过气隙的磁通并不是正弦分布，而是如图6-22中曲线1的锯齿形状。齿部下磁通密度较大，在面对槽口处由于磁阻较大而磁通密度较小。曲线1可以看成是正弦曲线2与齿谐波曲线3的合成。曲线3可以分解成两个具有同样幅值的正弦波，其次数为$\frac{Z_1}{p}+1$及$\frac{Z_1}{p}-1$，它们的振幅各等于曲线3中最大振幅的一半，如图6-22所示。

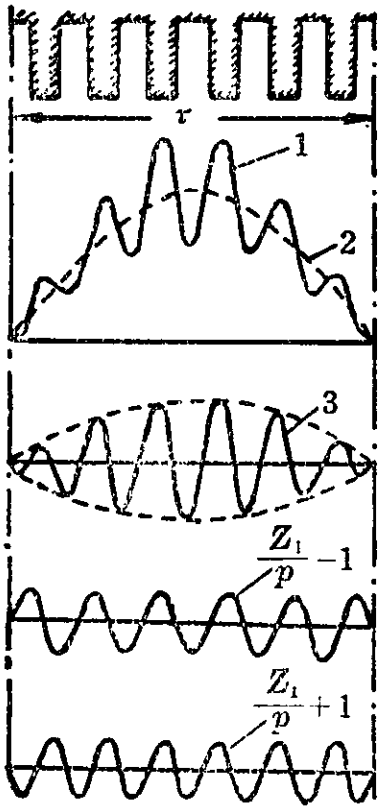


图 6-22

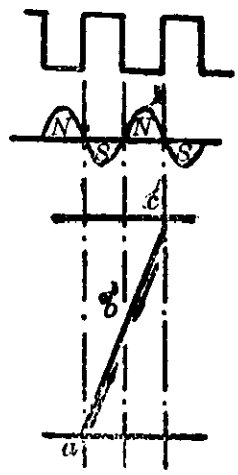


图 6-23

由于齿和槽的存在而引起的齿谐波磁场，它的大小与槽口宽度有关，槽口越宽，磁通密度曲线上的锯齿形越严重，因此齿谐波磁场越强。为了减小齿谐波磁场，在小型异步电动机中都采用槽口较小的半闭口槽。增大气隙也能削弱齿谐波磁场，但是它将使激磁电流增大，从而使功率因数下降，因此除特殊情况外，一般不采用增大气隙的方法。

为削弱齿谐波磁场所引起的异步附加转矩，一个有效的方法是采用转子斜槽，如图 6-23。转子导条切割定子的齿谐波磁场时，如转子槽的斜度刚等于一对齿谐波极距，则导条的一半 ab 切割齿谐波磁场的 S 极，而导条的另一半 bc 切割齿谐波磁场的 N 极，于是导条 ab 段中的电势与 bc 段中

的电势大小相等而方向相反，使整个导条 ac 中的合成电势为零，因而不会引起电流。所以转子采用适当的斜槽时，定子齿谐波磁场所产生的异步附加转矩可以被大大削弱至接近于零。

二、同步附加转矩

在分析同步附加转矩之前，我们先分析两组具有同样极数的磁极间产生作用力的情况。如果这两组磁极具有同样的转速，它们之间的相对位置便保持不变，例如保持图 6-24 (a) 所示的位置不变，由于异名磁极间相互吸引，下面的一组磁极便始终受到一个向右的分力 F。如果两组磁极的转速不相等，那么这两组磁极间的相对位置便不断地变化，如图 6-24 中的 (a)、(b)、(c) 所示，于是下面一组磁极所受到的切线方向分力 F 也不断地变化。图 (a) 中 F 与转速同方向，而在图 (c) 中便与转动的方向相反。由于作用力的方向在不断地交变，故其平均值为零。如果我们把定子的旋转磁场看作是上面的一组磁极，转子电流产生的旋转磁场看作是下面的一组磁极。则从上面的说明可以得出结论：只有当定子的旋转磁场与转子旋转磁场的转速相等时，转子才会受到一个恒定方向的转矩。如果转速不相等，那么转子只受到一个方向交变的作用力，其平均值为零。

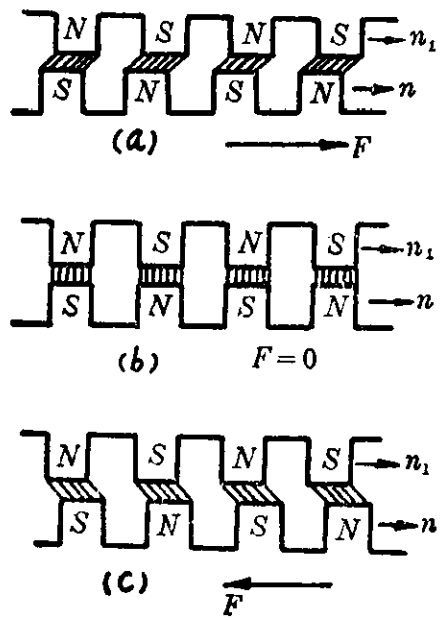


图 6-24

在第四章异步电机的运行分析中已知，当定子旋转磁场切割转子导条时，在转子导条中感应电势和电流。不论转子的旋转速度为多大，该转子电流产生的旋转磁势总是与定子磁场同方向同转速旋转，两者之间没有相对运动，所以转子以任何转速旋转（除去 $n=n_1$） 时，异步电机总是会产生转矩的。对于高次谐波，例如 7 次谐波旋转磁场，它就相当于一台极数增大为 7 倍的异步电机，它的作用原理完全与基波时一样，只是极数增多而已。7 次谐波磁场在空间以 $\frac{1}{7}n_1$ 的转速旋转，它在转子中引起的感应电流所产生的旋转磁势在空间也总是以 $\frac{1}{7}n_1$ 旋转，两者的转速总是相等的，所以也会在任何转速下产生转矩。

现在我们来分析另一种情况。当定子绕组中通过电流产生了基波及一系列高次谐波磁场，例如其中有一个 ν 次谐波磁场。此外当定子基波磁场切割转子，在转子导条中感应电流 I_2，I_2 在转子导条中流过时不仅产生一个与定子同极数同转速的基波磁场，而且也要产生一系列的谐波磁场，假如其中有一个谐波磁场与定子的 ν 次谐波磁场的次数相等，即具有同样的极数。当这两个磁场的转速相等时便会产生平均的电磁转矩。不过应该注意，这个转子谐波磁场并不是由定子 ν 次谐波磁场在转子导条中引起的感应电流所产生的，而是有独立的来源。因此只有当转子为某一特定转速时，这两个 ν 次谐波磁场在空间才能获得相对静止的条件，并产生转矩（譬如定子绕组中通过电流产生一个 4 极的旋转磁场，在空间以 $n_1=1500$ 转/分的同步速旋转，转子上装了一个 4 极的永久磁铁，只有当转子的转速为 1500 转/分，并与定子旋

转磁场同方向旋转时，它们才相对静止）。这种转矩称为同步附加转矩，它的作用原理与同步电机相同。

在异步电机里最主要的同步附加转矩是由定子及转子的齿谐波旋转磁场相互作用而产生的。如前所述，由于定子齿和槽的存在，定子齿谐波磁场的次数是$\frac{Z_1}{p}\pm1$。由于转子上也存在齿和槽，同样也要产生转子齿谐波磁场，它的次数为$\frac{Z_2}{p}\pm1$，其中Z_2为转子的槽数。如果定子某一齿谐波磁场与转子齿谐波磁场的极数相等，那么当转子达到某一转速，从而使这两个独立的磁场在空间转动的速度相等时，便产生同步附加转矩。定子齿谐波磁场与转子齿谐波磁场极数相等的条件是：

$$\left(\frac{Z_1}{p}\pm1\right)\cdot 2p=\left(\frac{Z_2}{p}\pm1\right)\cdot 2p$$

即

$$\left.\begin{aligned}Z_1&=Z_2\\Z_1-Z_2&=\pm 2p\end{aligned}\right\}\qquad(6\text{-}4)$$

当定子槽数Z_1与转子槽数Z_2符合上列的关系时，异步电动机就会产生同步附加转矩。设计电机时应避免采用这样的槽配合。

例如　一台4极的异步电动机，定子24槽，转子28槽。定子齿谐波磁场的次数为$\frac{Z_1}{p}\pm1=\frac{24}{2}\pm1=11$及13，而转子齿谐波磁场的次数为$\frac{Z_2}{p}\pm1=\frac{28}{2}\pm1=13$及15。这样，定子及转子的齿谐波中都有13次谐波磁场。当转子在某一特

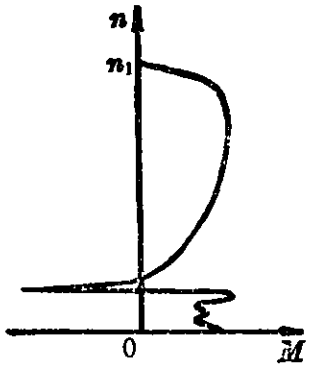


图 6-25

定转速时，这两个齿谐波磁场在空间的转速相等而产生附加转矩，图6-25是通过试验得到的具有附加同步转矩的异步电动机的转矩曲线。由图可见，同步附加转矩会使异步电动机转矩曲线在低速时出现凹谷，严重时会出现负的转矩，这会造成异步电动机起动的困难。

式(6-4)考虑了定子及转子最主要的齿谐波磁场发生同步转矩时的条件。当考虑其它的谐波磁场时，还会在其它的槽配合时产生同步附加转矩，不过不会象上述情况那样严重。

三、径向振动力及噪声

在异步电动机的起动过程中，发现有的电动机会发生剧烈的振动及噪声，这是什么原因造成的呢？除一部分是因为机械加工及装配的原因外，我们还应从电动机内部的电磁矛盾去找根源。我们已知在异步电动机的定子及转子绕组中通过电流时会产生一系列的谐波磁场，假若有一个定子谐波磁场与转子谐波磁场的极数相差 2，这时会产生什么效应呢？为了分析简明起见，我们研究定子 4 极磁场与转子 6 极磁场（两者相差一对极）作用时的情况。由图 6-26 (*a*) 可见，在垂直位置，在上部是定子的 N 极与转子的 N 极相对，是互相推斥的，而在下部则是定子的 N 极与转子的 S 极相对，是互相吸引的，因此在垂直位置上转子受到一个方向向下的力。当转子磁场相对定子磁场转过 30° 机械角度，如图6-26

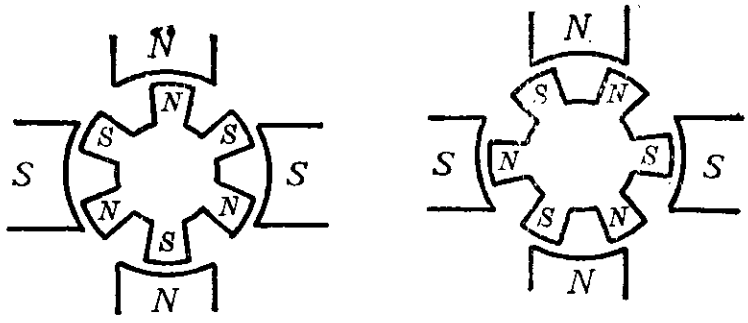


图 6-26

(*b*) 所示，这时在水平位置，在左边是定子的 S 极与转子的 N 极相对，出现了吸引力，而在右边，定子的 S 极与转子的 S 极相对，产生了互相排斥的力，所以这时转子受到了自右向左的水平方向的力。由此可见，当转子转动时定子与转子的磁场位置不断地变动，不平衡径向力的位置也不断地变动，使电机出现振动及噪声。详细的分析见附录Ⅲ。

四、削弱附加转矩的方法

上面我们说明产生附加转矩的原因是高次谐波磁场，特别是齿谐波磁场，因此要削弱附加转矩应该从减小谐波磁场的大小或削弱它们的作用入手。

1．减小谐波磁场的大小常采用下列措施：

(1) 采用适当的短距绕组以削弱 5 次或 7 次谐波磁势；

(2) 小型异步电机采用半闭口槽，有时在转子还采用闭口槽以减小齿谐波磁场；

(3) 增大气隙也能有效地削弱齿谐波磁场，但将使激磁电流增大，所以除特殊情况外，一般不用此法。

2．削弱齿谐波磁场所产生的作用：

(1) 采用转子斜槽的方法，不仅象在上面已讲过的，可大大削弱异步附加转矩，而且在转子槽扭斜后，转子所产生的齿谐波磁场也随着扭斜了同样的角度，这样可以削弱转子齿谐波与定子齿谐波磁场之间的相互作用，使同步附加转矩、振动及噪声减小。

斜槽的不利影响是：转子绕组的漏电抗会增大，使最大转矩及功率因数稍有下降。虽然如此，由于斜槽能使鼠笼式电机起动及运行平稳，所以在小容量电机中一般都采用斜槽。

(2) 采用适当的定转子槽配合，在有关的设计资料或书籍中都有推荐使用的槽配合，如表 3-6 所示。但应当指出，表中所推荐的只是实际使用中比较满意的槽配合，并不是一成不变的。近年来广大工人和技术人员解放思想，破除迷信，在一定条件下采用了过去不敢使用的槽配合，并获得了良好的电机运行性能。

小　　结

对异步电动机起动特性的要求是：起动电流小，起动转矩大。但是，在起动时如不采取任何措施，电动机的起动特性有时不能满足上述的要求。

对于鼠笼型异步电动机，如果电网容量允许，应尽量采用直接起动。当电网容量较小时，应采用降低定子电压的方法来减小起动电流，较常用的方法有 Y/△ 或自耦变压器起动等。但是，降压起动时电动机的起动转矩随电压平方成正比地减小。绕线式电动机起动时，在转子回路中串入电阻，

不但使起动电流减小，而且使起动转矩增大。因此，在起动困难的机械中，常采用绕线式电动机拖动。

深槽式和双鼠笼异步电动机都是利用集肤效应，使电机在起动时转子电阻增大，以减小起动电流，并增大起动转矩。正常运行时，由于转子电流频率很低，集肤效应极小，使转子导条中的电流仍能均匀分布，所以不会增大转子铜耗及降低电机的效率。由于这种电机的漏电抗较大，所以过载能力及功率因数稍有降低。

异步电动机起动时，可能会出现在很低转速下转动，而无法顺利起动；还可能会产生剧烈的振动和噪声。这是电机气隙中高次谐波磁场产生的附加转矩的作用。附加转矩有异步附加转矩和同步附加转矩。电机气隙中的径向振动力是产生电磁振动和噪声的根源。

第七章　异步电动机的调速

异步电动机具有结构简单、牢固耐用、维护简便、造价低廉等特点，所以大量地被用来拖动生产机械，但是它的转速调节特性差，不能经济地在较宽广的范围内实现平滑调速，因此，对于在不同场合要求以不同转速工作的生产机械，异步电动机的应用受到一定的限制。例如对于速度调节要求高的生产机械，象龙门刨床等，目前还不得不采用直流电动机来拖动。不过，为了满足工农业生产上的需要，研究改进异步电动机的调速性能已取得了相当的成绩。本章将对异步电动机的几种基本调速方法进行分析。

我们已经知道异步电动机的转速关系式为：

$$n = n_1(1-s) = \frac{60f_1}{p}(1-s) \qquad (7\text{-}1)$$

由上式可知，改变异步电动机的转速可从三个方面着手：

1．改变电动机定子绕组的极对数 p；

2．改变电动机电源的频率 f_1；

3．改变电动机的转差率 s。

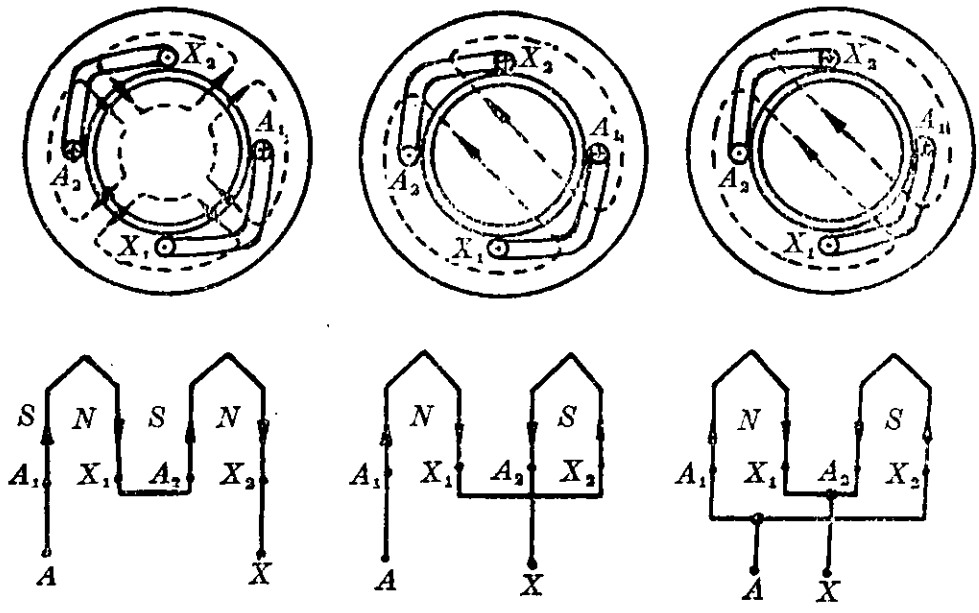
我们从电动机的定子方面可以用改变极对数和改变电源频率的方法调速；绕线型电动机从转子方面可以用改变转子电路的电阻和在转子回路中接入附加电势的方法改变转差率 s 来调速，下面逐一分析异步电动机的这些调速方法。

§7-1 变极调速

异步电动机定子绕组产生的旋转磁场的同步转速 $n_1 = \frac{60f_1}{p}$。可见，在电源频率恒定的情况下，改变定子绕组的极对数，同步转速 n_1 就发生变化。例如极对数增加一倍，同步转速就下降一半。改变电动机定子绕组的极对数，就可以改变电动机的转速。

一、如何实现异步电动机定子绕组极对数的改变

图 7-1 说明定子绕组极数变化一倍时的改接方法。在图 7-1(*a*)的接法中，定子绕组产生的是 4 极磁势，同步转速是 1500 转/分。当把绕组中的一半线圈（A_2X_2）反接时，线圈



(a) (b) (c)

图 7-1

A_2X_2 中的电流方向就反了，这时定子绕组产生的是 2 极磁势，如图 7-1 (*b*) 及 (*c*) 所示。因此只要在电机的外部改变定子绕组的连接方法，就可以得到两种不同的极数，从而得到两种不同的转速，这种电动机称为双速电动机。比较图 7-1 (*b*) 及 (*c*)，它们都产生 2 极磁势，但在图 (*b*) 中两个线圈 A_1X_1 及 A_2X_2 是串联的，图 (*c*) 中 A_1X_1 及 A_2X_2 是并联的，可以根据电动机改极后的功率要求来选择串联或并联。

二、单绕组变极电动机定子绕组的连接

上段讲的利用一套定子绕组来改变极对数，从而改变电动机转速的电机，称为单绕组多速电动机。这类电机都是采用双层绕组，即利用一套双层绕组来改变极对数。我们这里主要是讨论单绕组双速电动机。单绕组双速电机有倍极比和非倍极比：倍极比一般就是一种极数是另一种极数的整倍数，如 2/4 极、4/8 极等；而不是整倍数比例的就是非倍极比，如 4/6 极、6/8 极等。现在以定子槽数为 24 的 2/4 极的电动机为例，说明单绕组双速电动机定子绕组的连接规律。分析的步骤如下：

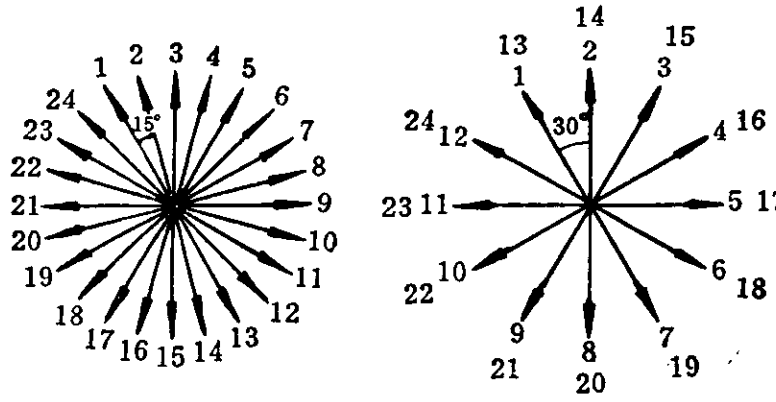
1．画出两种极数时的槽矢量图①。

2 极时的槽间角 $\alpha = \dfrac{p \cdot 360^\circ}{Z_1} = \dfrac{1 \times 360^\circ}{24} = 15^\circ$（电角度）

① 在三相交流电动机绕组中通以三相电流，就在电机的气隙空间产生一接近正弦分布的旋转磁场。各槽中线圈由于所处空间位置不同，所以相邻槽中线圈切割磁场所感应的电势在时间上就具有一定的相位差。槽矢量图和电势星形图一样可以反映出各槽中线圈的电势相位差；同时，槽矢量图还可以反映各槽中线圈通过电流时所产生的磁势矢量关系。

4 极时的槽间角 $\alpha=\dfrac{p\cdot 360^\circ}{Z_1}=\dfrac{2\times 360^\circ}{24}=30^\circ$(电角度)

根据槽间角作出它们的矢量图如图 7-2 所示。

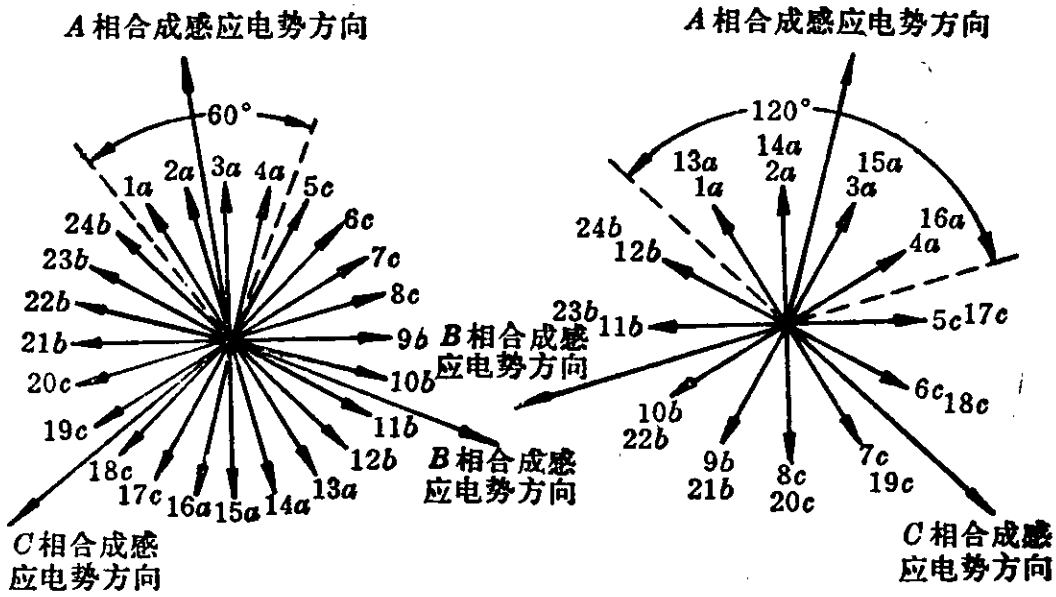


(a) 2 极时槽矢量图　　(b) 4极时槽矢量图

图　7-2

2。在槽矢量图上安排各槽中元件所属的相号。

通常少极数 (2 极)时三相绕组按 60° 相带分布，即每相元件所占的电角度为 60°，见图 7-3(*a*)。取槽 1、2、3、4



(a) 2 极时矢量相号安排　　(b) 4 极时矢量相号安排

图　7-3

中的元件属 A 相，标以 $1a$、$2a$、$3a$、$4a$。槽 5、6、7、8 中的元件属 C 相，标以 $5c$、$6c$、$7c$、$8c$。槽 9、10、11、12 中的元件属 B 相，标以 $9b$、$10b$、$11b$、$12b$，依此类推。

4 极时根据槽中元件相号不变的原则，即 2 极时属于哪一相的元件，4 极时仍属于哪一相，如图 7-3(b)所示，这时每相元件所占的电角度为 120°，故称为 120° 相带。

在槽矢量图上，根据三相对称绕组的感应电势应相互差 120° 电角度的要求，标出 A、B、C 三相绕组合成感应电势的方向，如图 7-3 中所示。

3．列出绕组方案表。

根据槽矢量图中所标出的 A、B、C 三相绕组合成感应电势的方向，可以决定槽中各元件应正接（双层绕组应使电流从元件的上层有效边流向元件的下层有效边），还是应反接（双层绕组应使电流从元件的下层有效边流向元件的上层有效边）。例如 2 极时槽 1、2、3、4 中元件的电势方向与 A 相合成感应电势方向基本相符，则为正接；槽 13、14、15、16 中元件的电势方向与 A 相合成感应电势方向基本相反，则为反接。在决定了槽中各元件应正接还是应反接以后，把所有 24 个元件的属相和应正接或应反接都列在一张表中，凡应反接的元件，前面都标以“－”号。这样的表称为绕组的方案表，如表 7-1 所示。

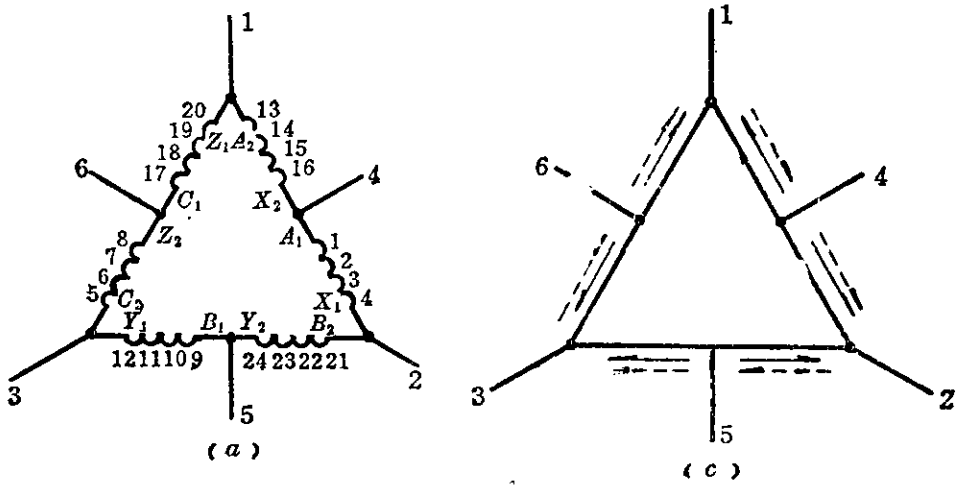
由方案表可知，24 个元件中有一半（即元件 1、2、3、4、9、10、11、12、17、18、19、20）在变极时电流方向是不变的，其余一半（即元件 5、6、7、8、13、14、15、16、21、22、23、24）在变极改变接线后电流反向。

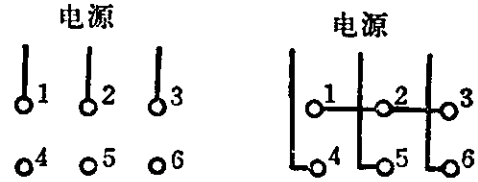
4．画出绕组的接线图和出线图。

表 7-1

槽号	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
2极	a	a	a	a	-c	-c	-c	-c	b	b	b	b	-a	-a	-a	-a	c	c	c	c	-b	-b	-b	-b
4极	a	a	a	a	c	c	c	c	b	b	b	b	a	a	a	a	c	c	c	c	b	b	b	b

例如我们采用2Y/△接法（即定子绕组2极时为2Y接法，4极时为△接法）。根据绕组方案表将一个相带中的元件串联成一个线圈组，三相绕组的线圈组之间的连接如图7-4(*a*)所示，当由1、2、3端点引出线接电源时为△接法，由4、5、6端点引出线接电源，并将1、2、3短接时为2Y接法，其出线图如图7-4(*b*)所示。





4极的出线图　　2极的出线图

(b)

图 7-4

根据不同接法时的出线图可以在接线图上画出 A、B、C 三相电流的方向，如图 7-4(c)所示。2 极时绕组为 2Y 接法，A 相电流从出线头“4”分两路流向中心点（1、2、3 点接在一起是 2Y 接法的中心点）如图 7-4(c)中实线所示；4 极时绕组为△接法，A 相电流从出线头“1”流向出线头“2”；如图 7-4(c)中虚线所示，B、C 相的电流方向也同样表示在图中。从图 7-4(c)可以看出，接线图上每相的两个线圈组一个在变极时电流方向不变；另一个在变极时电流方向相反，它们的电流方向的变化应与表 7-1 一致。即 A 相绕组变极时电流不反向的线圈组的元件是元件 1、2、3、4，而 A 相绕组变极时电流反向的线圈组的元件是元件 13、14、15、16。B、C 两相绕组的元件也是这样配置。如图 7-4 (a)和(c)所示。

在安放元件时要注意标出元件组的头尾，例如 A 相元件 1、2、3、4 为一组，它的头 A_1（即第 1 号元件的上层有效边）应在图 7-4(a)所示位置，这样元件 1、2、3、4 中的电流从头流到尾（即从元件的上层有效边流向下层有效边）；而元件 13、14、15、16 的头尾应如图 7-4(a) 所示，使 2 极时电流从尾到头，4 极时电流从头到尾，这样就符合方案表 7-1 中对绕组接法的要求。

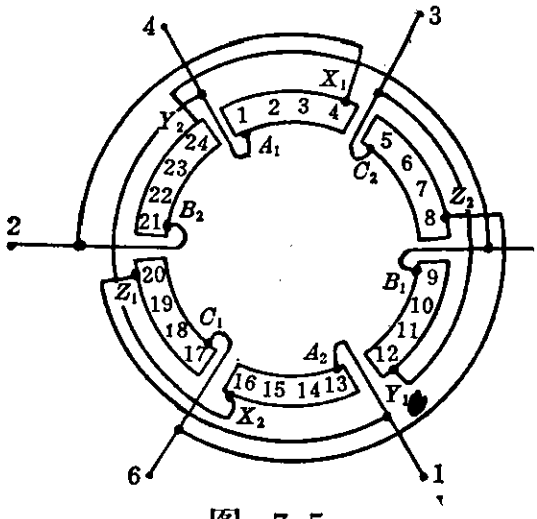


图 7-5

最后可以根据接线图画出绕组的端面接线图如图 5-7 所示。

5．单绕组双速电动机的绕组系数。

单绕组双速电动机在高速时为60°相带绕组，其分布系数可由公式2-20求得，即将$q=4$、$\alpha=15°$代入式2-20，可得$k_{q1}=0.958$；在低速时为120°相带绕组，可将$q=4$、$\alpha=30°$代入式2-20求得$k_{q1}=0.836$。其短距系数可由公式2-13求得。一般双速电动机的定子绕组多采用双层迭绕的形式，低速时为整节距或接近整节距，高速时由于极数减为一半，极距的槽数增大一倍，因而节距缩小一半，这样就使两种极数时的绕组系数相差不很远。

三、单绕组变极电动机的转动方向问题

倍极比的单绕组双速电动机，在少极数时定子绕组为60°相带绕组。从图7-6可以看出，B相绕组在空间落后于A相绕组120°电角度，C相绕组落后于A相绕组240°电角度，所以其相序是A、B、C。当改为倍极数时定子绕组便为120°相带绕组，B相绕组在空间落后于A相绕组240°电角度，而C相绕组落后于A相绕组480°电角度(即落后120°电角度)，所以其相序是A、C、B。也就是说三相绕组的相序随着极数的改变而改变了。为了使两种极数时转子有同样的转动方向，电动机在变换极数时，应把接到电网的任意两相的线端对调一下。

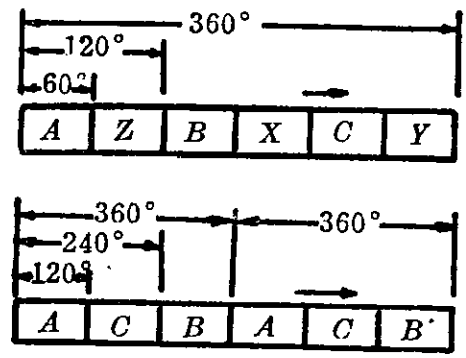


图 7-6

四、不同的改接方法时，电动机功率及转矩的变化

在变极调速时，根据定子绕组的不同改接方法，电动机

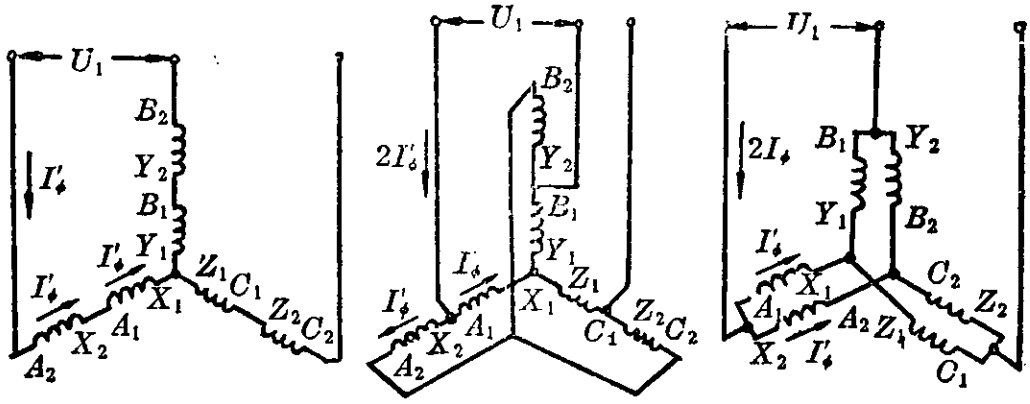


图 7-7

在不同转速时的输出功率和转矩会有不同的比例关系。图7-5是最常用的一种改接方法，即2Y/△接法；图7-7的2Y/Y接法也是常用的一种改接方法，即在倍极数时定子绕组为星形接法，而在少极数时为双星形接法。若在不同改接方法时保持电源电压 U_1 不变，通过每个线圈中的电流 I'_ϕ 不变（即保持导体的电流密度不变），则电动机的输出功率的变化如下：

当2Y/△接法时，在倍极数时为△接法，输出功率为：

$$P_{2\,(2p)} = 3U_1 I'_\phi \eta_{(2p)} \cos\varphi_{(2p)} \tag{7-2}$$

在少极数时为2Y接法，输出功率为：

$$P_{2\,(p)} = 3\frac{U_1}{\sqrt{3}} \cdot 2I'_\phi \eta_{(p)} \cos\varphi_{(p)}$$

$$= 3.46 U_1 I'_\phi \eta_{(p)} \cos\varphi_{(p)} \tag{7-3}$$

若不考虑电动机在两种极数下 $\cos\varphi$ 和 η 的变化，则

$$\frac{P_{2\,(p)}}{P_{2\,(2p)}} = \frac{3.46}{3} = 1.15 \tag{7-4}$$

当2Y/Y接法时，在倍极数时为Y接法，输出功率为

$$P_{2(2p)} = 3\frac{U_1}{\sqrt{3}} I'_\phi \eta_{(2p)} \cos\varphi_{(2p)}$$

$$= \sqrt{3}\, U_1 I'_\phi \eta_{(2p)} \cos\varphi_{(2p)} \qquad (7\text{-}5)$$

在少极数时为 2Y 接法，输出功率为

$$P_{2(p)} = 3\frac{U_1}{\sqrt{3}} \cdot 2I'_\phi \eta_{(p} \cos\varphi_{(p)}$$

$$= 2\sqrt{3}\, U_1 I'_\phi \eta_{p} \cos\varphi_{(p)} \qquad (7\text{-}6)$$

同样若不考虑电动机在两种极数下 $\cos\varphi$ 和 η 的变化，则

$$\frac{P_{2(p)}}{P_{2(2p)}} = \frac{2\sqrt{3}}{\sqrt{3}} = 2 \qquad (7\text{-}7)$$

由公式(7-4)可以看出，在 2Y/△接法时，电动机的转速变化一倍，输出功率只变化约 15%，所以，这种接法适用于恒功率的情况下调节转速。由于转矩 $M_2 = \frac{P_2}{\Omega}$，Ω 是转子的角速度，低速时约为高速时的一半，所以在低速时产生的转矩将比高速时大。金属切削机床在一般的情况下，低速时进行粗切削，进刀量大，需要转矩大；高速时进行精切削，进刀量小，需要转矩小，而在不同转速时所需功率接近恒定值，因此适宜于采用 2Y/△接法调速。

由公式(7-7)可以看出，在 2Y/Y 接法时，电动机在高速时允许的输出功率将比低速时增大一倍。由 $M_2 = \frac{P_2}{\Omega}$ 可以知道，在两种转速下电动机的额定转矩接近不变，故为恒转矩调速。起重机、运输带等机械，由于负载转矩是恒定的，所以适宜于采用 2Y/Y 接法调速。

根据机械负载的要求，我们可以选用恒功率或恒转矩变极调速的电动机。但是对于一台已经制好的电动机，我们应

当按照它铭牌上规定的连接方法使用，不能随便改变接法，因为制造厂是按照铭牌上规定的工作情况设计制造的。例如，规定是2Y/Y接法的电动机，如果在多极数时把Y接法改为△接法，则每相绕组的电压将提高到$\sqrt{3}$倍，感应电势E_1及主磁通ϕ_1也就相应地增大，使电机磁路过分饱和，激磁电流急剧增大，而使电动机损坏。

五、不同的改接方法时，电动机气隙的磁通密度的变化

由感应电势公式$E_1 = 4.44 f_1 w_1 k_{w1} \phi_1$和每极主磁通

$$\phi_1 = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau l = B_\delta \frac{D}{p} l, \tag{7-8}$$

可得

$$E_1 = 4.44 f_1 w_1 k_{w1} B_\delta \frac{D}{p} l, \tag{7-9}$$

根据这个关系式可以知道电动机变极调速时气隙磁通密度B_δ（正弦分布的磁通密度的幅值）的比例关系为：

$$\frac{B_{\delta(p)}}{B_{\delta(2p)}} = \frac{E_{1(p)}\, p w_{1(2p)}\, k_{w1(2p)}}{E_{1(2p)}\, 2p w_{1(p)}\, k_{w1(p)}} \tag{7-10}$$

在不同的改接方法时，保持电源线电压不变，将不同极数时的相电势E_1、极对数p、每相串联匝数w_1、绕组系数k_{w1}的关系值代入，可得气隙磁通密度的比例关系，如表7-2。

表 7-2

接法	$E_{1(p)}/E_{1(2p)}$	$p/2p$	$\omega_{1(p)}/\omega_{1(2p)}$	$k_{\omega 1(p)}/k_{\omega 1(2p)}$	$B_{\delta(p)}/B_{\delta(2p)}$
$2Y/\Delta$	$1/\sqrt{3}$	1/2	1/2	0.677/0.836	0.715/1
$2Y/Y$	1	1/2	1/2	0.677/0.836	1.24/1

由表可以看出，在不同的改接方法时，电动机在两种极数下的气隙磁通密度的比例是不同的，相应的齿部和轭部的磁通密度的比例也都不相同，所以设计变极调速电动机时要根据电动机不同极数下的性能要求，使电动机在不同极数下运行时，各部分磁通密度都能在合理的范围内，并且使磁性材料得到尽可能的充分利用。如果要把一般的单速电动机改制成变极调速电动机，需要对电机磁路的各部分的磁通密度进行校核，必要时，可以适当调整每相串联匝数来保证两种极数下的性能要求。

六、单绕组变极电动机的简单计算

在生产实践中往往需要利用原有单速电动机来改制成一台单绕组多速电动机。下面通过实例说明单速电动机改制成单绕组双速电动机的简单计算方法。

有一台 JO2-32-4 型 3 千瓦的电动机，需要改制成 2/4 极双速电动机。

1．已知 JO2-32-4 数据：定子槽数 $Z_1=36$，每槽导体数 $N_1=31$，导线直径 $d_1=1.12$ 毫米，定子绕组 Y 接法（单路串联），定子内径 $D_{内}=10.4$ 厘米，定子铁心长度 $l=13.5$ 厘米，定子齿宽 $b_{z1}=4.6$ 毫米，定子轭高 $h_{j1}=15.3$ 毫米。

2．定子绕组改绕后，在双速时的极距 τ、槽间角 α、线圈节距 y_1 和绕组系数 k_{w1} 计算如下：

2 极时的极距 $\tau=\dfrac{36}{2}=18$（槽），槽间角 $\alpha=\dfrac{1\times 360^\circ}{36}=10^\circ$；每极每相槽数 $q=\dfrac{Z_1}{2p\cdot m}=\dfrac{36}{2\cdot 3}=6$，为 60° 相带

绕组；线圈节距 $y_1=9$ 为短距线圈（选定线圈节距为 9 槽是由于考虑到 4 极时为整距线圈）；绕组系数根据公式 2-13 和 2-20 可以算出 $k_{w1}=k_{q1}\cdot k_{y1}=0.96\times0.707=0.68$。

4 极时的极距 $\tau=\frac{36}{4}=9$（槽），槽间角 $\alpha=\frac{2\times360^\circ}{36}=20^\circ$；每对极每相槽数为 6，绕组为 120° 相带绕组，可将 $q=6$ 和 $\alpha=20^\circ$ 代入式(2-20)求得绕组分布系数 $k_{q1}=0.832$；线圈节距 $y_1=9$ 为整距线圈，短距系数 $k_{y1}=1$；绕组系数 $k_{w1}=k_{q1}\cdot k_{y1}=0.832\times1=0.832$。

3．考虑两种极数时的输出功率要求比较接近，所以采用 2Y/△接法，即 4 极时为△接法，2 极时为 2Y 接法。

4．绕组匝数的计算及各部分磁通密度的校核。

匝数计算是先从保证双速电机运行在 4 极时，磁路各部分磁通密度与原 4 极单速电机基本相同这一原则出发：

① 4 极时的气隙磁通密度 B_δ 与每极磁通 ϕ_1：

根据 JO2-32-4 电机的技术数据，原来的气隙磁密为 6850 高斯，今考虑到 2 极时轭部磁密较高，故适当降低气隙磁密，取 4 极时气隙磁密为 6700 高斯，

极距 $\tau=\frac{\pi D}{2p}=\frac{\pi\times10.4}{4}=8.16$（厘米）。

每极磁通

$$\phi_1=\frac{2}{\pi}B_\delta\cdot\tau\cdot l=0.637\times6700\times8.16\times13.5$$

$$=4.7\times10^5\text{（麦）}$$

② 4 极时的齿部磁通密度 B_{z1} 与轭部磁通密度 B_{j1}：

齿部磁通密度

$$B_{z1}=\frac{B_\delta t_1}{b_{z1}k_c}=\frac{6700\times 0.91}{0.46\times 0.95}=13900(\text{高})$$

其中，齿距 $t_1=\frac{\pi D_{内}}{Z_1}=\frac{\pi\cdot 10.4}{36}=0.91$(厘米)

轭部磁通密度

$$B_{j1}=\frac{\phi_1}{2h_{j1}l\cdot k_c}=\frac{4.7\times 10^5}{2\times 1.53\times 13.5\times 0.95}$$

$$=12000(\text{高})$$

因此 B_{z1} 与 B_{j1} 均处于合适范围。

③ 4 极时每相串联匝数的确定：

因为绕组运行在 4 极时为△接法

$$w_1=\frac{k_E\cdot U_1\cdot 10^8}{4.44\cdot f_1\cdot \phi_1\cdot k_{w1}}=\frac{0.85\times 380\times 10^8}{4.44\times 50\times 4.7\times 10^5\times 0.832}$$

$=372$(匝)

每槽导体数

$$N=\frac{2aw_1m_1}{Z_1}=\frac{2\times 1\times 372\times 3}{36}\approx 62(\text{根})$$

④ 根据每槽导体数，进行 2 极时的磁密校核：

2 极时绕组采用 2Y 接法，每相串联匝数为 4 极时的一半。

2 极时的极距

$$\tau=\frac{\pi D}{2p}=\frac{\pi\times 10.4}{2}=16.3(\text{厘米})$$

由于是星形接法，相电压为 220 伏，因此 2 极时的每极磁通

$$\phi_1=\frac{k_E\cdot U_1\cdot 10^8}{4.44f_1\cdot \frac{w_1}{2}\cdot k_{w1}}=\frac{0.85\times 220\times 10^8}{4.44\times 50\times 186\times 0.68}$$

$= 6.65 \times 10^5$(麦)

气隙磁通密度

$$B_\delta = \frac{\phi_1}{0.637 \cdot \tau \cdot l} = \frac{6.65 \times 10^5}{0.637 \times 16.3 \times 13.5}$$

$= 4750$(高)

齿部磁通密度

$$B_{z1} = \frac{B_\delta t_1}{b_{z1} k_c} = \frac{4750 \times 0.91}{0.46 \times 0.95} = 9840\text{(高)}$$

轭部磁通密度

$$B_{j1} = \frac{\phi_1}{2 \cdot h_{j1} \cdot l \cdot k_c} = \frac{6.65 \times 10^5}{2 \times 1.53 \times 13.5 \times 0.95}$$

$= 17000$(高)

可以看出，2 极时轭部磁通密度较高，但是考虑到气隙磁通密度与齿部磁通密度都偏低，为了照顾两种极数下的运行性能，不宜过多地增加绕组匝数，因此决定取每槽导体数为 62 根，即每线圈为 31 匝。

5．导线截面积的确定。

按照改绕前后槽满率① 相同的原则，可根据下式求线径 d

$$d = \sqrt{\frac{N_{单}}{N}} \cdot d_{单}\text{(毫米)}$$

式中 $d_{单}$ 是原单速绕组的线径；$N_{单}$ 是原单速绕组的每槽导体数。将 $N_{单} = 31$，$N = 62$，$d_{单} = 1.12$(毫米)代入上式，则

$$d = \sqrt{\frac{31}{62}} \times 1.12 = 0.792\text{(毫米)}$$

① 槽满率是槽内导体的总截面积与槽的截面积之比；有的书中叫填充系数。

取导线的线径 $d=0.8$ 毫米，其截面积 $S=0.503$(毫米^2)

6．改绕后双速电机在两种转速下的功率估计。

先根据改绕前后，电流密度 j 相等的原则，计算每相的负载电流 $I_{相}$：

改绕前的电流密度

$$j=\frac{I_{相}}{S}=\frac{6.49}{0.985}=6.6(安/毫米^2)$$

改绕后的每相负载电流

$$I_{相}=S\cdot a\cdot j=0.503\times 6.6\times a(安)$$

4 极时支路数 $a=1$

$$I_{相}=0.503\times 6.6\times 1=3.32(安)$$

2 极时支路数 $a=2$

$$I_{相}=0.503\times 6.6\times 2=6.64(安)$$

双速电机运转在 4 极时的输出功率

$$P_{4极}=3UI\cos\phi\eta=3\times 380\times 3.32\times 0.84\times 0.835$$
$$=2.65(千瓦)$$

运转在 2 极时的输出功率

$$P_{2极}=3UI\cos\phi\eta=3\times 220\times 6.64\times 0.88\times 0.84$$
$$=3.23(千瓦)$$

式中，$\cos\phi$ 及 η 均取自铁心尺寸比较接近的 4 极、2 极电机。

§7-2　变频调速

当改变电源的频率 f_1 时，异步电动机的同步转速

$$n_1=\frac{60f_1}{p}$$

与频率成正比变化，于是异步电动机转速 n 也随之改变。所以改变电源的频率就可以调节异步电动机的转速。

假如我们忽略异步电动机定子绕组中的阻抗压降 $I_1Z_{1\sigma}$，则

$$U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 w_1 \phi_1 k_{w1} \qquad (7\text{-}11)$$

在变频调速时，通常总希望保持主磁通 ϕ_1 不变。因为如果 ϕ_1 比正常运行时的值大，将引起磁路过分饱和而使激磁电流大大增加。假如 ϕ_1 减小，将使电机的容量不能得到充分的利用。这从方程式 $M = C_M \phi_1 I'_2 \cos\varphi_2$ 可以看出，在 I'_2 相同的情况下，ϕ_1 减小，电磁转矩也将减小。因此在调速过程中，如果要求保持电磁转矩不变，则主磁通 ϕ_1 也应不变。从式(7-11)可以看出，在变频调速时，为了保持 ϕ_1 不变，应使电压与频率成比例地变化，即

$$\frac{U_1}{f_1} \approx \frac{E_1}{f_1} = 4.44 w_1 \phi_1 k_{w1} = 常数 \qquad (7\text{-}12)$$

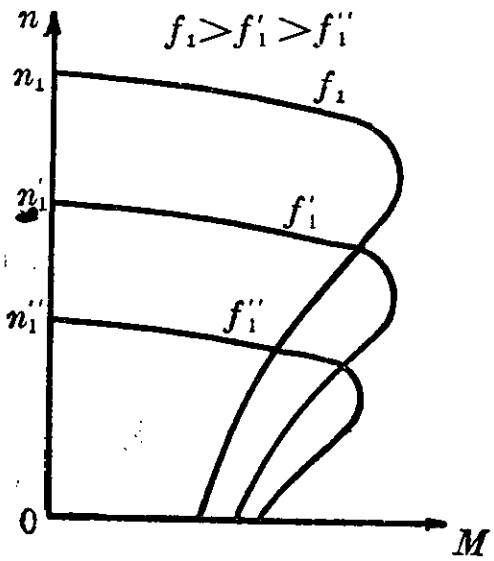


图 7-8

保持$\frac{U_1}{f_1}$为常数的情况下，异步电动机在变频调速时的机械特性示于图 7-8。

为了获得变频电源必需有专用的设备。过去这种变频电源需用一大套发电设备，这些设备投资高，占地面积大，因而使变频调速的应用受到很大的限制。近年来，由于可控硅技术的发展，为获得变频电源提供了新的途径，促进了变频调速的应用。

§7-3 改变转子电阻调节电动机的转速

在绕线式电动机转子回路中接入调节电阻 R_{tj}，电动机的机械特性曲线 $M=f(s)$ 的形状将发生变化，如图 7-9 所示。串接的电阻愈大，发生最大转矩时的转差率也愈大。

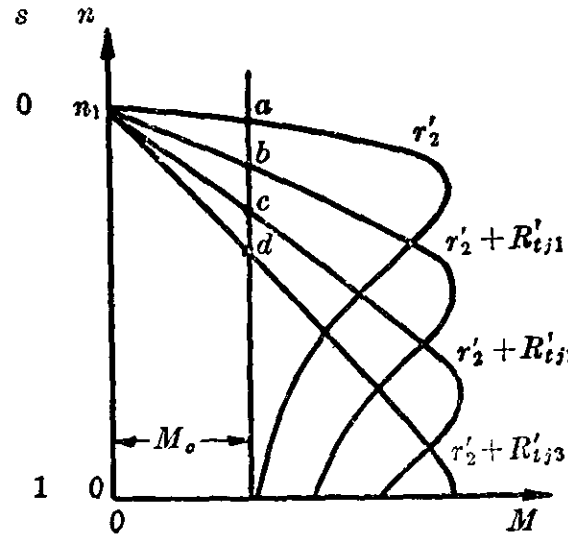


图 7-9

假设在不同的转速时负载转矩 M_c 恒定不变，当转子电路未接入电阻时，电动机稳定运行在 a 点，这时电动机产生的转矩刚好与负载转矩 M_c 相平衡。当电机的转子回路突然接入电阻 R'_{tj1}，由于转子的惯性，电动机的转速还来不及变化，转子电势也未变，于是转子中的电流便因电阻的增加而减小，使得电磁转矩也减小。这时电动机产生的转矩小于负载转矩而使转速下降。随着转子转速的下降，转差率 s 增大，电动机的转子电势及电流也逐渐增大，使电动机产生的转矩又重新增大。在 b 点电动机产生的转矩与负载转矩相等，又建立了新的相对平衡而稳定运行，这时电动机的转速降低了，达到了调速的目的。如再增大调节电阻的数值，电动机便将在更低的转速下运行。

在转子回路串电阻调速的缺点是损耗太大，因为这时有相当一部分功率消耗在调节电阻上。在第四章中我们已知，

由定子传送到转子的电磁功率 $P_M = M\Omega_1$，其中，Ω_1 为同步角速度，如果调速过程中 M 不变，P_M 也就保持不变。而电动机产生的机械功率 $P_\Omega = M\Omega$，其中 $\Omega = \frac{2\pi n}{60}$ 为转子的角速度，所以 P_Ω 与转速成比例地减小，其余的功率便消耗在转子回路的电阻上。转速愈低，消耗在调节电阻上的功率愈多，电动机的效率也愈低。

在转子回路中串入电阻的调速方法只能用于绕线式电动机。这种方法虽然不经济，但是因为比较简单，在中小容量的绕线式电动机中还是用得较多的。例如应用交流电源的桥式起重机，目前几乎全部采用这种方法调速。

§7-4 在转子回路接入附加电势调速(串级调速)

改变转子回路电阻调节转速时，将在调节电阻中消耗很大的功率，特别在大容量电机中更为突出。为了使这部分功率不消耗掉，于是便提出了在转子回路接入附加电势的调速方法。

在转子中没有接入附加电势时，电机的转差率为 s，转子电流在公式（4-6）中表示为

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{E}_{2s}}{r_2 + jsx_{2\sigma}} = \frac{s\dot{E}_2}{r_2 + jsx_{2\sigma}} \qquad (7\text{-}13)$$

$\dot{I}_2$ 与 $s\dot{E}_2$ 的相量关系如图 7-10(a) 所示。

现在在转子回路中接入一个和转子同相数、同频率的附加电势 $\dot{E}_d$，则转子每相电流

$$\dot{I}_2 = \frac{s\dot{E}_2 + \dot{E}_d}{r_2 + jsx_{2\sigma}} \qquad (7\text{-}14)$$

假如附加电势 $\dot{E}_d$ 的相位与 $s\dot{E}_2$ 刚好相反，当附加电势 $\dot{E}_d$ 刚接入的瞬间，转子中的合成电势减小，转子电流 $\dot{I}_2$ 及电磁转矩 M 也随之减小。如果负载转矩 M_c 是恒定值，这时电动机产生的转矩便小于负载转矩，而使电动机减速，转差率 s 增大。根据公式（7-14）可知，当 s 增大时，转子回路的合成电势将增大，转子电流及电磁转矩也将随之增大，直到转差率为 s′ 时，又使电动机产生的电磁转矩重新满足了 $M=M_c$，于是电动机便在较大的转差率 s′ 下稳定运行。这时 $\dot{I}_2$ 与转子回路的合成电势 $\Sigma\dot{E}_2$ 的相量关系如图 7-10(b) 所示。很明显，在转子回路中串入附加电势可以调节电动机的转速，串入的电势 E_d 愈大（指 $\dot{E}_d$ 的相位与 $s\dot{E}_2$ 相反时），电动机的转速便愈低。

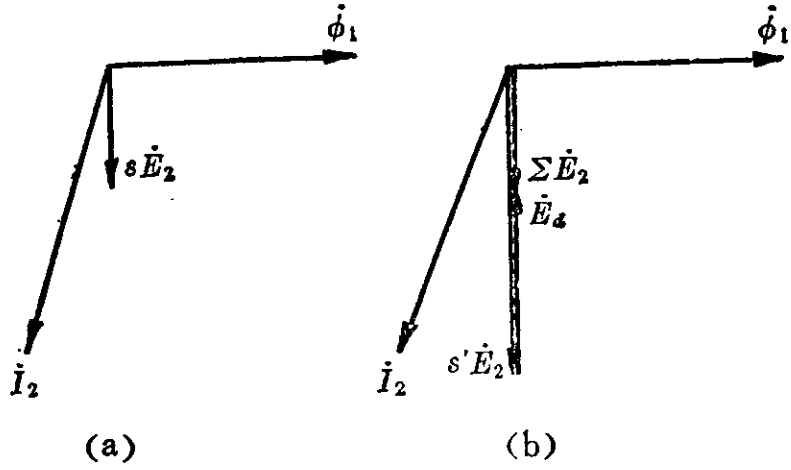


图 7-10

由于转子电势的频率是随着转速而变化的，因此要获得和转子同频率的附加电势，往往需要一台辅助电机（如变频机、交流整流子发电机等①）与异步电动机的转子绕组串级

①均系结构比较复杂的特种交流电机。

联接，其装置都比较复杂。目前，由于电子技术的发展，采用可控硅逆变装置先将异步电动机的转子电流通过整流变为直流，而后再将直流电流逆变为交流，把能量送回到电网去。其工作原理可参阅有关书籍和资料。

串级调速的效率比转子串电阻调速时高，但其缺点是设备费用较高，线路较复杂，所以主要应用在大功率电气传动装置中。

小　结

异步电动机的调速，根据转速公式 $n=\frac{60f_1}{p}(1-s)$ 知道，可以通过改变电动机的极数、转差率或电源频率的方法来实现。目前应用最广泛的是鼠笼式电动机变极调速以及绕线式电动机转子回路串电阻（改变转差率）调速。

变极调速是通过改变电动机定子绕组的连接方法来得到不同的极数和转速。本章重点分析了倍极比的单绕组双速电动机。单绕组双速电动机的改极原理、定子绕组连接规律、简单计算等的分析方法，同样可用于非倍极比单绕组双速电动机和单绕组三速(或四速)电动机的分析。变极调速电动机只适用于不需要平滑调速的场合。

在绕线式异步电动机转子回路串入电阻，使转子铜耗增大，因而转差率增大，达到调节转速的目的。这种调速方法的缺点是损耗增大，使电动机运行的效率降低。但由于比较简单，在中小型绕线式异步电动机中应用较多。

变频调速与串级调速可以平滑地调节转速，电动机的效

率也不会显著降低，但是需要一套庞大的辅助设备，使它们的应用受到很大限制。近年来，随着可控硅技术的发展，对这两种调速方法进行了广泛的研究，在工业中的应用也逐渐增多。

第八章　异步电动机的圆图

圆图是分析异步电机工作特性极其有价值的方法之一，它通过简单的空载试验和短路试验便可用图解法求得电机的全部工作特性。这种方法在不具备负载试验设备的情况下尤其显得重要。所以在电机标准的试验方法中规定：在试验条件不够的情况下，可用圆图法来求取异步电动机的效率、功率因数、满载电流、转差率和最大转矩。本章主要分析异步电动机圆图的作法和如何从圆图求取工作特性，并对异步电动机的精确圆图作一些物理解析。

§8-1　R、L 串联电路的电流圆图

设有一个简单的 R、L 串联电路，如图 8-1 所示，其中电抗 $x=\omega L$ 是一常数，电阻 R 是可变的，电路外施电压为 $\dot{U}$，则其电压方程为

$$\dot{U}=\dot{I}R+j\dot{I}x \qquad (8—1)$$

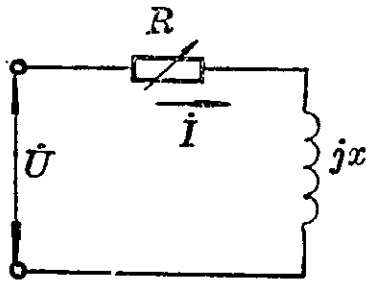


图　8-1

式中各相量之间的相互关系画在图 8-2 中，OA 表示电压 $\dot{U}$，电流 $\dot{I}$ 和 $\dot{U}$ 的相角 $\varphi=\mathrm{tg}^{-1}\dfrac{x}{R}$，则 $\dot{U}$、$\dot{I}R$ 和 $j\dot{I}x$ 三个相量构成一个电压三角形。由于这三角形是一个直角三角形，

若保持外施电压 $\dot{U}$ 不变，而改变电路的电阻 R 的大小，那么由几何学可知，直角三角形的顶点 L 必在以 OA 为直径的圆周上变化。

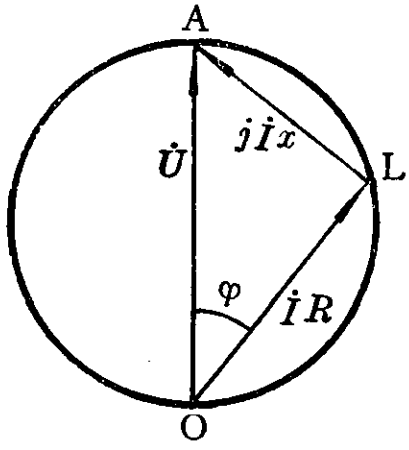


图 8-2

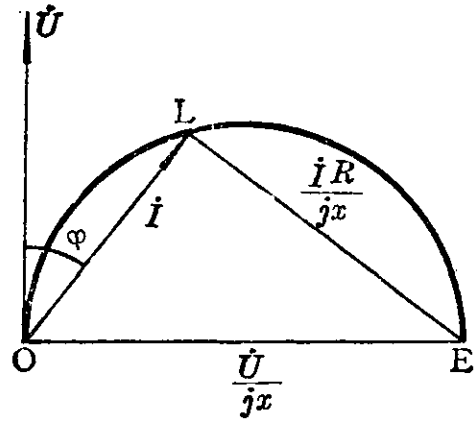


图 8-3

若把电压三角形的各边均除以 jx，则在图 8-2 中各相量都将顺时针方向转过 90°，如图 8-3 所示，其中 $OE=\dfrac{\dot{U}}{jx}$ 是圆的直径，OL 为电流 $\dot{I}$，EL 为 $\dfrac{\dot{I}R}{jx}$，$\dot{U}$ 与 $\dot{I}$ 的相角仍然是 φ. 可见，三角形仍然是直角三角形，但已不是电压三角形，而是电流三角形。当 $\dot{U}$ 和 x 不变时，如 R 在零到无穷大的范围内变化，则电流 $\dot{I}$ 的端点 L 总是在该圆周上，这个电流轨迹圆称为电流圆。

由上面的分析可知，R、L 串联电路在 R 变化时，其电流的变化轨迹是一个圆。

§8-2 异步电动机的简化圆图

异步电机的等效电路可见图 4-5 所示。由这样的 T

形等效电路来确定其输入电流$\dot{I}_1$的轨迹是较为复杂的，所以将激磁支路移前接到输入端后，可得异步电机的简化等效电路，如图 4-7 所示。现再将简化等效电路示于图 8-4 中。

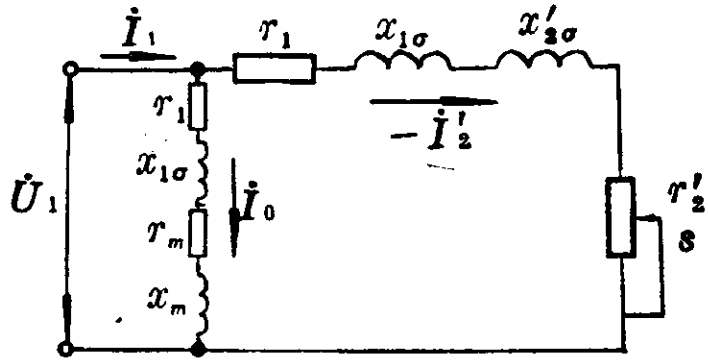


图　8-4

由图 8-4 中可知：

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0 + (-\dot{I}'_2) \tag{8-2}$$

式中$\dot{I}_0$是流过激磁支路的电流，称为空载电流。当r_1、$x_{1\sigma}$、r_m和x_m均为恒定参数时，则在额定电压$\dot{U}_1$的作用下，空载电流$\dot{I}_0$是一个常数量。其大小可表示为

$$I_0 = \frac{U_1}{\sqrt{(r_1 + r_m)^2 + (x_{1\sigma} + x_m)^2}} \tag{8-3}$$

其相角可表示为

$$\varphi_0 = tg^{-1}\frac{x_{1\sigma} + x_m}{r_1 + r_m} \tag{8-4}$$

电流$\dot{I}_0$的相量关系如图 8-5(a) 所示。

图 8-4 中电流$-\dot{I}'_2$流过的负载回路，其电抗$(x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})$是恒定参数时，电阻$\left(r_1 + \frac{r_2'}{s}\right)$随电机转差率 s 的变化而变化。所以电动机负载变化时，随着 s 的变化，电流$-\dot{I}'_2$的轨迹是以$U_1/(x_{1\sigma} + x'_{2\sigma})$为直径的圆周，如图 8-5($b$) 所

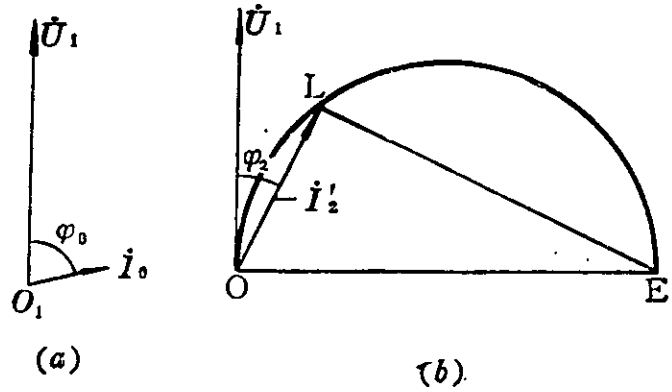


图 8-5

示。

由图 8-4 和公式 (8-2) 可见，电流$\dot{I}_1$为$\dot{I}_0$和$-\dot{I}'_2$之和。将图 8-5 中 (*a*) 和(*b*)两个相量图迭加，可得图 8-6，即$\dot{I}_1$的轨迹仍然是一个圆。这个圆对应于异步电机的简化等效电路，称为异步电动机的简化圆图。

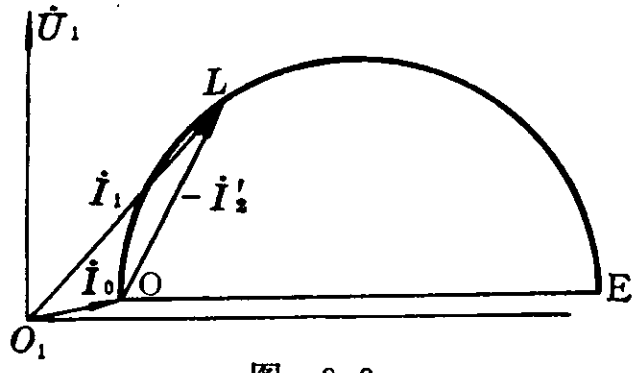


图 8-6

§8-3 异步电动机圆图的作法

上节已经阐述了异步电机随负载改变时，它的电流变化轨迹是一个圆。要绘制这个圆图需要确定圆上的两个点，这两个点可以通过异步电机的空载试验和短路试验求得。

一、由空载试验求取 O 点

异步电机的空载试验可以读取额定电压为 U_1 时的空载电流 I_0 和空载损耗 p_0，空载电流的相角 φ_0 可表示如下：

$$\cos\varphi_0 = \frac{p_0 - p_\Omega}{3U_1 I_0} \tag{8-5}$$

式中 U_1——外施额定电压；

p_0——电机空载损耗；

p_Ω——电机机械损耗。

电机的机械损耗是由机械运转而产生的损耗，它不随电压大小而改变。在读取的空载损耗中若减去铜耗 $3I_0^2 r_1$，则余下部分为电机的铁耗和机械损耗；铁耗是由铁心中的涡流和磁滞损耗所产生，所以铁耗近似地与电压平方成正比。如果作铁耗 p_{Fe} 和机械损耗 p_Ω 与电压平方的关系曲线，如图 8-7 所示。将曲线的直线部分延长与纵座标相交，就可将机

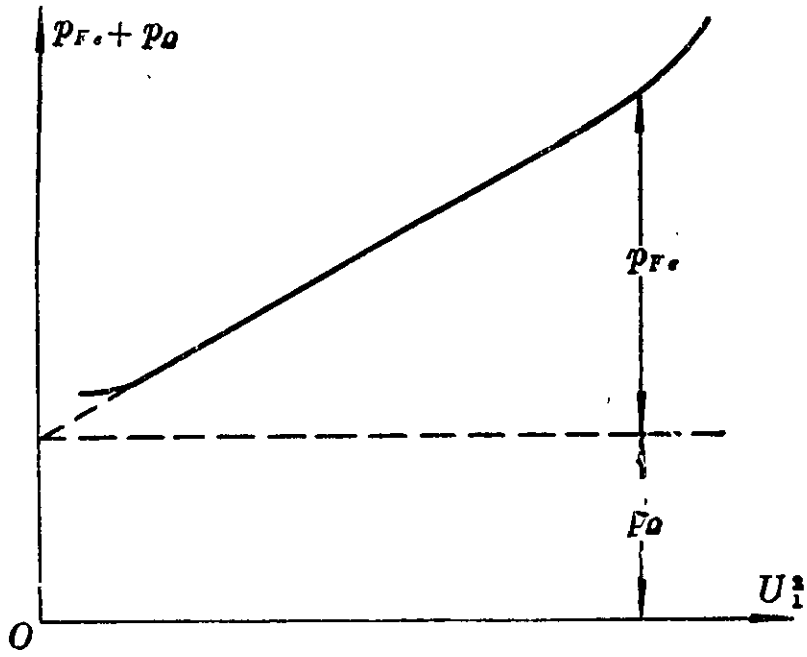


图 8-7

械损耗 p_Ω 划分出来。

由空载试验读取的 I_0，选择适当的电流比例尺 1(毫米) $=A$(安)，那么 $I_0=\overline{OO_1}$ 毫米，$\dot{I}_0$ 落后于电压相量的相角 φ_0 由公式 (8-5) 求得，则确定了电流圆上的空载点 O，如图 8-8 所示。

二、由短路试验求取 D 点

异步电机的短路试验是将转子堵住，在定子绕组上施以外加电压。为了避免过大的短路电流会损坏电机绕组，短路试验可在短路电流 I_d' 为额定电流时进行，读取此时的短路电压 U_d' 和短路损耗 p_d'。可通过这些读数来计算外加额定电压时的短路电流 I_D 和短路损耗 p_D，其公式如下：

$$I_D=I_d'\left(\frac{U_{1N}}{U_d'}\right) \tag{8-6}$$

$$p_D=p_d'\left(\frac{I_D}{I_d'}\right)^2 \tag{8-7}$$

这时，电机的功率因数可表示为

$$\cos\varphi_D=\frac{p_D}{3U_{1N}I_D} \tag{8-8}$$

按已经选定的电流比例尺，求得短路电流 $I_D=\overline{O_1D}$ 毫米，$\dot{I}_D$ 落后于电压相量 $\dot{U}_1$ 的相角 φ_D 可由公式(8-8)求得，这样就确定

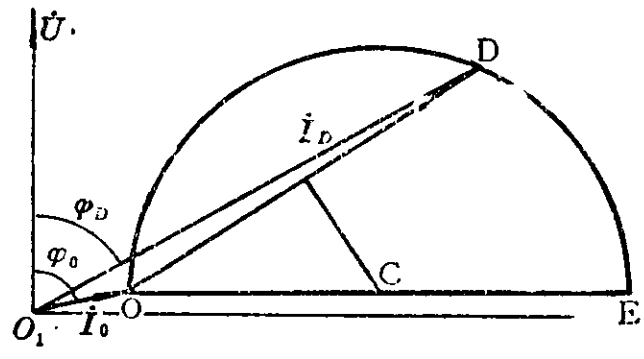


图 8-8

了电流圆上的短路点 D，如图 8-8 所示。

三、电流圆的绘制

在图 8-8 中联 O、D 两点，并从 O 点作一直线平行于横座标轴，作 $\overline{OD}$ 线的垂直平分线，与通过 O 点平行于横座标轴的直线交于 C 点，以 C 点为圆心，以 $\overline{OC}$ 为半径作圆，$\overline{OE}$ 即为圆的直径。所以，通过电机的空载试验和短路试验，即可绘出异步电机的圆图。图 8-8 中 $\overline{OO_1}$ 是空载电流相量，则 O 点相当于异步电机 $s=0$ 的运行点；$\overline{O_1D}$ 是短路电流相量，则 D 点相当于异步电机 $s=1$ 的运行点。在电流圆上从 O 点到 D 点这一段圆周上相当于异步电机从 $s=0$ 到 $s=1$ 的运行区域。所以当异步电动机负载变化时，定子电流 $\dot{I}_1$ 相量的端点在圆弧 $\overset{\frown}{OD}$ 上移动。

§8-4 从圆图上求取异步电动机的工作特性

在图 8-9 中的 $\overset{\frown}{OD}$ 圆弧上任取一工作点 L，那么 $\overline{O_1L}$ 即为定子电流 I_1，$\overline{OL}$ 为电流 I'_2，$\overline{OO_1}$ 为空载电流 I_0。在工作点 L 时，电动机的各项工作特性可按下面的方法求得：

一、输入功率 P_1

由图 8-9 可见，当定子电流为 $\overline{O_1L}$ 时，功率因数角为 φ_1，故输入功率 P_1 可表示为

$$P_1 = 3U_1I_1\cos\varphi_1 = 3U_1I_{1a} \qquad (8\text{-}9)$$

式中 $I_{1a}=I_1\cos\varphi_1$ 是定子电流的有功分量。在圆图中，它的大小正比于线段 $\overline{LL_1}$，由已选定的电流比例尺 1 毫米 = A 安，

可得有功分量 $I_{1a}=A\cdot\overline{LL_1}$，则输入功率可表示为

$$P_1=3U_1\cdot A\cdot\overline{LL_1} \tag{8-10}$$

电动机的端电压 U_1 为常数，所以可以令 $3U_1A=W$，W 称为功率比例尺，表示每毫米为 W 瓦。于是异步电动机的输入功率为

$$P_1=W\cdot\overline{LL_1} \tag{8-11}$$

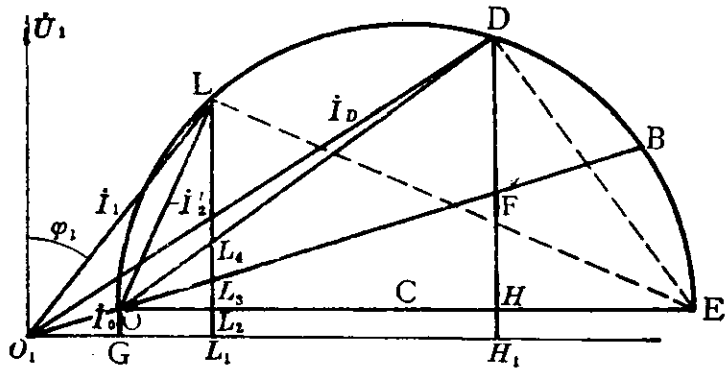


图 8-9

二、损耗

电机的输入功率 P_1 要减去电机本身的损耗 Σp 后才可得到其输出功率 P_2。现分析如何从圆图中划分激磁损耗和负载电流的铜耗。

1．激磁损耗

空载试验中测得额定电压时的空载损耗 p_0，p_0 包括三个部分：空载电流 I_0 流过定子绕组时的铜耗 $3I_0^2r_1$，铁心损耗 $p_{Fe}=3I_0^2r_m$ 和机械损耗 p_Ω。从 p_0 中减去机械损耗 p_Ω 后，剩下的为激磁支路损耗 $(3I_0^2r_1+p_{Fe})$。在圆图上可由 $\overline{OG}$ 线段求得

$$p_0-p_\Omega=W\cdot\overline{OG} \tag{8-12}$$

在电动机的负载增大时，电机的气隙磁通将略有减小，激磁电流也会略有改变，所以激磁损耗（$p_0 - p_\Omega$）也应有所变化。但是在电动机正常运行范围内（一般s = 0～6%）这些变化是很小的，在简化圆图中，因忽略这些变化而引起的误差也是很小的。

圆图中线段 $\overline{OG}$ 表示了异步电动机的铁耗 P_{Fe} 和空载电流所产生的定子绕组铜耗 $3I_0^2 r_1$。

2．负载电流产生的绕组铜耗

短路点 D 的运行情况是 s = 1，这时电动机没有输出功率，所以负载回路所吸收的功率全部供给定、转子铜耗。线段 $\overline{OD}$ 表示在额定电压下短路所对应的负载电流 I'_{2D}，则线段 $\overline{DH}$ 对应为该电流的有功分量，乘上功率比例尺 W 后，$\overline{DH}$ 就对应为负载电流从电网吸取的功率。所以

$$W \cdot \overline{DH} = 3I'^2_{2D}(r_1 + r'_2) \tag{8-13}$$

为了从定、转子总铜耗中将它们分开，应按 r'_2/r_1 的比例将线段 $\overline{DH}$ 划分为两部分，即

$$\frac{I'^2_{2D} r'_2}{I'^2_{2D} r_1} = \frac{r'_2}{r_1} = \frac{\overline{DF}}{\overline{FH}} \tag{8-14}$$

因此 $\overline{DF}$ 表示额定电压下短路时转子绕组的铜耗，$\overline{FH}$ 表示额定电压下短路时定子绕组铜耗。在图 8-9 中联 $\overline{OF}$ 线并交圆周于 B 点，当异步电动机的电流在圆图上为任意工作点 L 时，负载电流所引起的定、转子铜耗各为

$$\begin{aligned} 3I'^2_2 r_1 &= W \cdot \overline{L_2 L_3} \\ 3I'^2_2 r'_2 &= W \cdot \overline{L_3 L_4} \end{aligned} \tag{8-15}$$

证明：

由图 8-9 可见，ΔOL_2L_4 与 ΔOHD 相似，所以

$$\frac{\overline{L_2L_4}}{\overline{DH}}=\frac{\overline{OL_2}}{\overline{OH}}$$

由于 ΔOLL_2 与 ΔOLE 相似，所以

$$\frac{\overline{OL}}{\overline{OL_2}}=\frac{\overline{OE}}{\overline{OL}}，即\quad \overline{OL_2}=\frac{\overline{OL^2}}{\overline{OE}}$$

又由于 ΔOHD 与 ΔODE 相似，所以

$$\frac{\overline{OD}}{\overline{OH}}=\frac{\overline{OE}}{\overline{OD}}，即\quad \overline{OH}=\frac{\overline{OD^2}}{\overline{OE}}$$

可见

$$\frac{\overline{L_2L_4}}{\overline{DH}}=\frac{\overline{OL^2}}{\overline{OE}}\cdot\frac{\overline{OE}}{\overline{OD^2}}=\frac{\overline{OL^2}}{\overline{OD^2}}=\frac{I'^2_2}{I'^2_{2D}}=\frac{I'^2_2(r_1+r'_2)}{I'^2_{2D}(r_1+r'_2)}$$

因此，以 $\overline{DH}$ 表示额定电压下短路时负载电流产生的定、转子铜耗时，$\overline{L_2L_4}$ 就表示任一负载电流 I'_2 时定、转子铜耗。

又，由于 ΔOL_2L_3 与 ΔOHF 相似，並 ΔOLL_2 和 ΔOLE 相似，以及 ΔOHD 和 ΔODE 相似，可得：

$$\frac{\overline{L_2L_3}}{\overline{FH}}=\frac{\overline{OL_2}}{\overline{OH}}=\frac{\overline{OL^2}}{\overline{OD^2}}=\frac{I'^2_2}{I'^2_{2D}}=\frac{I'^2_2r_1}{I'^2_{2D}r_1}$$

因此，$\overline{FH}$ 表示额定电压下短路时定子绕组铜耗，则 $\overline{L_2L_3}$ 表示任一负载电流时定子绕组铜耗。同样可知 $\overline{L_3L_4}$ 表示转子绕组铜耗。

三、电磁功率 P_M

从输入功率 $P_1=W\overline{LL_1}$ 中减去激磁损耗 $(p_{Fe}+3I_0^2r_1)=W\overline{L_1L_2}$ 和定子铜耗 $3I'^2_2r_1=W\overline{L_2L_3}$，就是经过气隙从定子传递到转子的电磁功率。即电磁功率 P_M 的大小对应于 $\overline{LL_3}$ 的长度为

$$P_M=W(\overline{LL_1}-\overline{L_1L_2}-\overline{L_2L_3})=W\cdot\overline{LL_3}\qquad(8\text{-}16)$$

四、输出功率 P_2

从输入功率 P_1 中减去总损耗 ΣP 后便是输出功率 P_2。

由图 8-9 可见，$\overline{LL_4}$ 线段是对应于减去激磁损耗和定、转子铜耗的功率，若再减去机械损耗 p_Ω 和附加损耗 p_Δ，即得输出功率为

$$P_2 = W \cdot \overline{LL_4} - p_\Omega - p_\Delta \tag{8-17}$$

五、功率因数 $\cos\varphi_1$

在定子电流为 $I_1 = A \cdot \overline{O_1L}$ 时，其功率因数可用量角器直接从图上量出 φ_1 角。或者由有功电流与总电流之比得

$$\cos\varphi_1 = \frac{\overline{LL_1}}{\overline{O_1L}} \tag{8-18}$$

通常用更为简便和精确的方法如下：

以 O_1 为圆心，以 100 毫米为半径作一辅助圆，如图 8-10 所示。延长 $\overline{O_1L}$ 线与辅助圆交于 P 点，作 $\overline{PR}$ 线垂直于纵座标轴并交于 R 点，由图可知

$$\cos\varphi_1 = \frac{\overline{O_1R}}{\overline{O_1P}} = \frac{\overline{O_1R}}{100} \tag{8-19}$$

式中 $\overline{O_1R}$ 以毫米计。

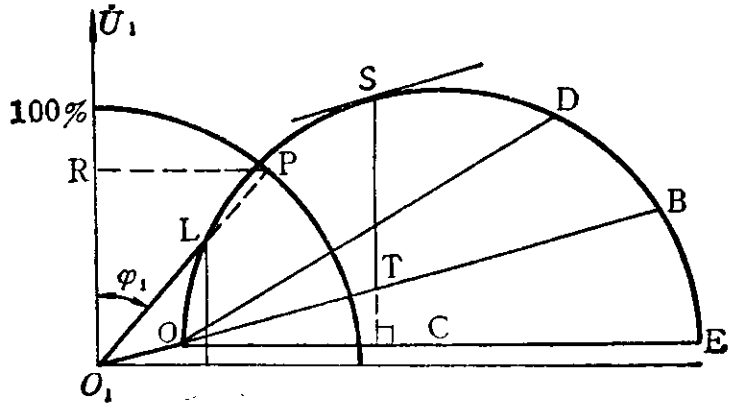


图 8-10

六、转差率 S

转差率 s 等于转子铜耗与电磁功率之比，所以

$$s=\frac{P_{Cu2}}{P_M}100\%=\frac{\overline{L_3L_4}}{\overline{LL_3}}\cdot 100\% \tag{8-20}$$

由于$\overline{L_3L_4}$的数值较小，因此不易测得精确，所得转差率也不够精确。所以在异步电动机试验方法中规定要另作转差率线，以便直接读取转差率 s。转差率线的作法如下：

1．在图 8-11 中联 $\overline{CB}$ 线；

2．在$\overline{OB}$线上取线段 $\overline{BK}$，使 $\overline{BK}=\frac{\overline{DF}}{\overline{OF}}\cdot 100$毫米；

3．作$\overline{KK'}\perp\overline{CB}$，$\overline{KK'}$就是转差率比例尺，

从 K 点算起(K 点的 $s=0$)，取 1 毫米 = 1%s；当定子电流为 $\overline{O_1L}$ 时联 $\overline{LB}$ 与$\overline{KK'}$交于 K_1 点，线段 $\overline{KK_1}$就代表相应的转差率 s。

证明：

已知 $\overline{BK}=\frac{\overline{DF}}{\overline{OF}}\cdot 100$

由于ΔOL_3L_4 与ΔOFD 相似，所以

$$\frac{\overline{L_3L_4}}{\overline{OL_3}}=\frac{\overline{DF}}{\overline{OF}}=\frac{\overline{BK}}{100}$$

在图 8-11 中，在 O 点作切线 $\overline{OQ}$，作 B 点的切线$\overline{BB'}$，根据圆的弦切角等于它所夹的圆弧上的圆周角，以及平行线的内错角相等，可知

$$\angle K_1BK=\angle LBO=\angle QOL=\angle OLL_3$$

$$\angle KK_1B=\angle B'BL=\angle LOB=\angle LOL_3$$

所以ΔOLL_3 与ΔK_1KB 相似，于是

$$\frac{\overline{OL_3}}{\overline{LL_3}}=\frac{\overline{K_1K}}{\overline{BK}}$$

则

$$\frac{\overline{OL_3}}{\overline{LL_3}}\cdot\frac{\overline{L_3L_4}}{\overline{OL_3}}=\frac{\overline{K_1K}}{\overline{BK}}\cdot\frac{\overline{BK}}{100}$$

可得

$$\frac{\overline{L_3L_4}}{\overline{LL_3}}=\frac{\overline{K_1K}}{100}=S$$

即 $\overline{K_1K}$ 以毫米计，可得转差率 $S\%$。

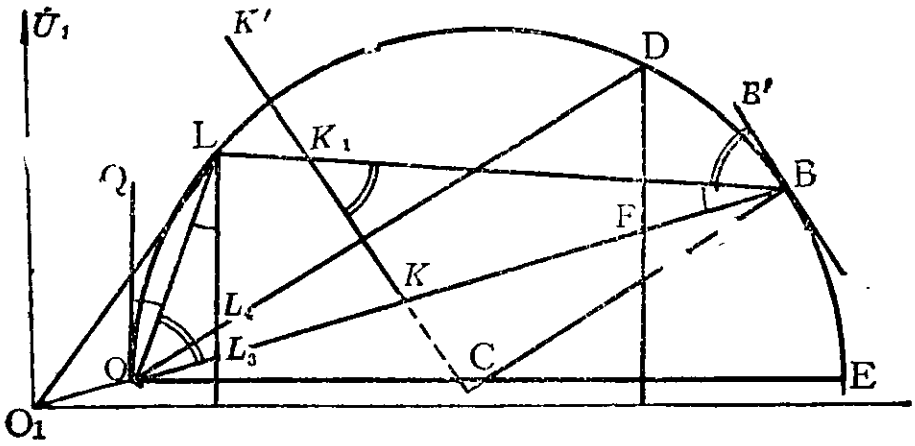


图 8-11

七、效率 η

电机的效率，为输出功率与输入功率之比，可表示为

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}=\frac{W\cdot\overline{LL_4}-P_\Omega-P_\Delta}{W\cdot\overline{LL_1}} \qquad (8\text{-}21)$$

从圆图上求取损耗和效率，由于不易量得准确，会引起较大误差，所以还可从圆图求得的定子电流和转差率来计算定、转子铜耗，用损耗分析法求取效率。即由试验确定电动机的定子电阻 r_1、铁损 P_{Fe}、机械损耗 P_Ω 和附加损耗 P_Δ，从圆图上求取定子电流 I_1 时的功率因数 $\cos\varphi_1$ 和转差率 s，计算出该电流时的输入功率 $P_1=3U_1I_1\cos\varphi_1$，定子铜耗

$P_{cu1}=3I_1^2r_1$，电磁功率 $P_M=P_1-p_{Fe}-p_{cu1}$，转子铜耗 $p_{cu2}=sP_M$，可得电动机总损耗 $\Sigma p=p_{cu1}+p_{Fe}+p_{cu2}+p_\Omega+p_A$，于是可求得效率为

$$\eta=\frac{P_2}{P_1}=\frac{P_1-\Sigma p}{P_1}=1-\frac{\Sigma p}{P_1} \tag{8-22}$$

八、电磁转矩 M

由公式(4-35)可知，电磁转矩为电磁功率与同步角速度之比，如转矩的单位为公斤·米则

$$M=\frac{P_M}{9.81\Omega_1}=\frac{1}{9.81\Omega_1}W\cdot\overline{LL_3}=T\cdot\overline{LL_3}\text{公斤·米} \tag{8-23}$$

式中 $T=\dfrac{W}{9.81\Omega_1}$为转矩比例尺，1 毫米 $=T$ 公斤·米；

$\Omega_1=\dfrac{2\pi n_1}{60}$为同步角速度。

上面分析了电动机运行在定子电流为$\overline{O_1L}$这一点的各个性能如何从圆图上求取。为了求得电动机的工作特性，可取不同的定子电流，一般在(0.5～1.2) I_N 范围内取 (5～6) 个点，在圆图上便可求得对应点的各个性能。由此可以画出电动机的工作特性。

九、最大转矩 M_{max} 和电机参数变化的影响

在图 8-10 中作切线平行$\overline{OB}$并与圆周$\overset{\frown}{OB}$切于S点，从切点S作垂直线于$\overline{OE}$，并于$\overline{OB}$相交于T点。由于$\overline{ST}$是从圆周到$\overline{OB}$线之间的最大距离，因此，其对应于最大电磁转矩，可表示为

$$M_{max} = T \cdot \overline{ST} \tag{8-24}$$

应该指出，由此求得的最大转矩 M_{max} 是不准确的，因为在异步电机的等效电路中假定了参数 r_1、$x_{1\sigma}$、r'_2、$x'_{2\sigma}$、r_m和 x_m 均为恒定值，其唯一的变数是转差率 s，在这样的条件下电机的定子电流轨迹才是一个圆。当电抗和电阻变化时，则定子电流的轨迹就不是一个圆了，电抗愈小对应圆的直径愈大。电机漏电抗的大小是否变化，又与漏磁通所经路线的饱和情况有关。当异步电动机产生最大转矩时，定子电流要比额定电流大 2-3 倍，这时漏磁路就要出现饱和现象，使漏电抗$(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma})$减小，这时圆的直径 $U_1/(x_{1\sigma}+x'_{2\sigma})$就增大。上述求工作特性的圆图是根据额定电流来决定$(x_{1\sigma}+x_{2\sigma}')$的，称为工作电流圆。求取最大转矩时应考虑饱和对参数的影响，所以国家标准规定，试验中要作最大转矩圆，如图8-12所示。

工作电流圆的短路点 D 是由短路电流 I'_d 为额定电流时计算所得。求最大转矩电流圆的短路点 D_1 时，电机短路试验是在短路电流 I'_{1d} 为 2-3 倍额定电流下读取短路电压 U'_{1d} 和短路损耗 p'_{1d}，由此计算出额定电压下的短路电流 I_{1D} 为

$$I_{1D} = I'_{1d}\left(\frac{U_{1N}}{U_{1d}'}\right) \tag{8-25}$$

这时功率因数可表示为

$$\cos\varphi_{1D} = \frac{p'_{1d}}{3U'_{1d}I'_{1d}} \tag{8-26}$$

于是确定了短路点 D_1。即可根据空载点 O 和短路点 D_1作出最大转矩电流圆，如图 8-12 所示。在最大转矩电流圆上同

样可以作出$\overline{OB_1}$和切点S_1，则

$$M_{max}=T\cdot\overline{S_1T} \tag{8-27}$$

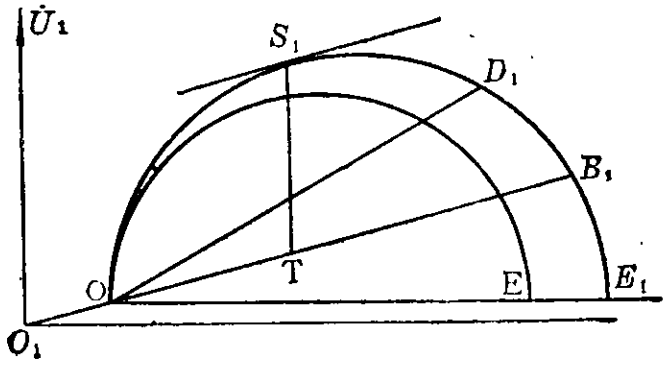


图 8-12

§8-5 较准确圆图及其物理解析

异步电动机根据简化圆图来求工作特性，在中型和大型异步电动机中，由于其定子电阻和激磁电流相对值较小，所以将激磁支路移至输入端后，不作任何修整，也不会引起较大的误差。但对于小型异步电动机，其定子电阻和激磁电流相对值较大，将激磁支路移至输入端时，对原边和副边电路的参数不加以修整，将会引起较大的误差。

对图 8-4 所示异步电动机的简化等效电路进行修整，应使电流$\dot{I}_1$的数值和相位以及电路的输入功率保持与T形等效电路完全等值。修整后的准确等效电路如图 8-13 所示，其中修整系数$\dot{C}_1$可表示为

$$\dot{C}_1=1+\frac{z_{1\sigma}}{z_m}=C_1e^{-j\psi} \tag{8-28}$$

从图 8-13 所示的准确等效电路，可以证明：图 8-6 所示简化圆图的圆周座标轴应转过2ψ角，即主电路圆图直径的

OE 逆时针方向转过 2ψ 角后，可得到对应于准确等效电路的准确圆图，如图 8-17 所示。

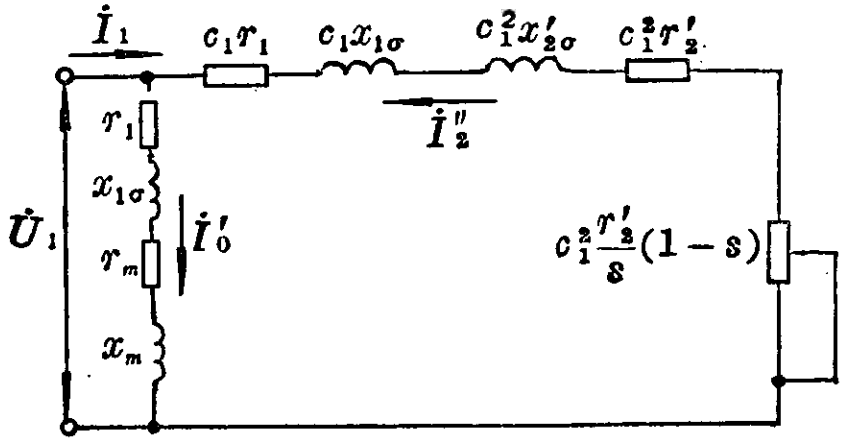


图 8-13

现在，用电路迭加原理来证明：修整后的准确等效电路和 T 形等效电路两者在同样的 $\dot{U}_1$ 时，产生同样的 $\dot{I}_1$ 和输入同样的电功率。并从物理意义上解析圆图座标轴为什么要转过 2ψ 角。

在 T 形等效电路中 $\dot{I}_1=\dot{I}_0+(-\dot{I}_2')$，在修整后的准确等效电路中(如图 8-13 所示) $\dot{I}_1=\dot{I}_0'+(-\dot{I}_2'')$，现将图8-14($a$)所示的 T 形等效电路在右边支路中加上两个数值相等而方向相反的电势 $\dot{E}_{10}$，如图 8-14(b)所示。这对整个电路中的电流分布情况是没有任何影响的。

由电路迭加原理知道，在线性电路中，任一支路在几个电势作用下产生的电流，等于各个电势分别作用在该支路所产生的电流之总和。因此首先将图 8-14(b)中右边的 $\dot{E}_{10}$ 短接，这时负载支路的总电势为零，所以 $\dot{I}_2'=0$。由此可得图 8-15 所示的等效电路，可见定子电流 $\dot{I}_1=\dot{I}_0'$，即为 $s=0$ 时的空载电流。电路两端的电压方程可表示为

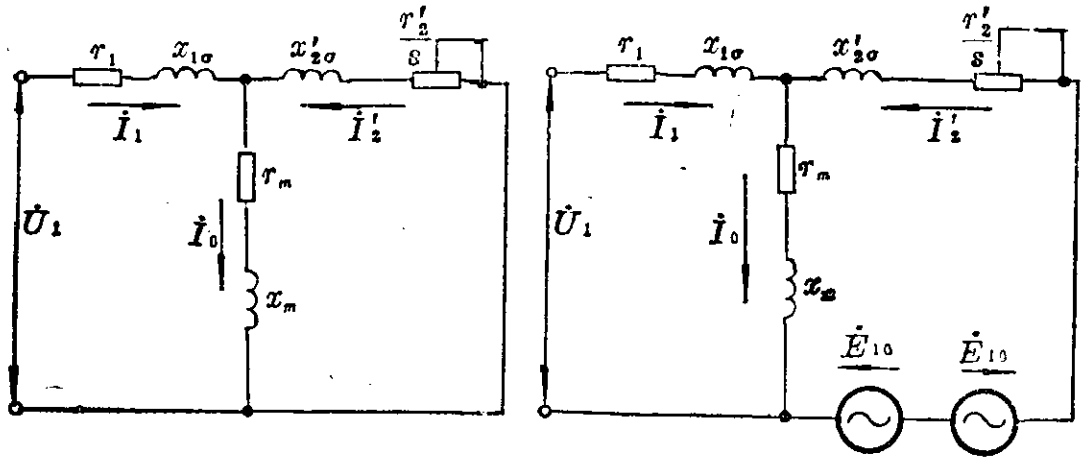


图 8-14

$$\dot{U}_1 = \dot{I}'_0(Z_{1\sigma} + Z_m) \tag{8-29}$$

式中 $Z_{1\sigma} = r_1 + jx_{1\sigma}$;

$Z_m = r_m + jx_m$

同时

$$-\dot{E}_{10} = \dot{I}'_0 Z_m \tag{8-30}$$

由上两公式相比可得：

$$\frac{\dot{U}_1}{-\dot{E}_{10}} = \frac{Z_{1\sigma} + Z_m}{Z_m} = 1 + \frac{Z_{1\sigma}}{Z_m} = \dot{C}_1 \tag{8-31}$$

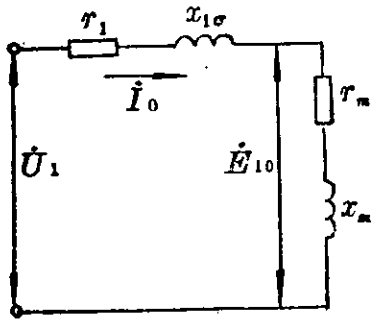


图 8-15

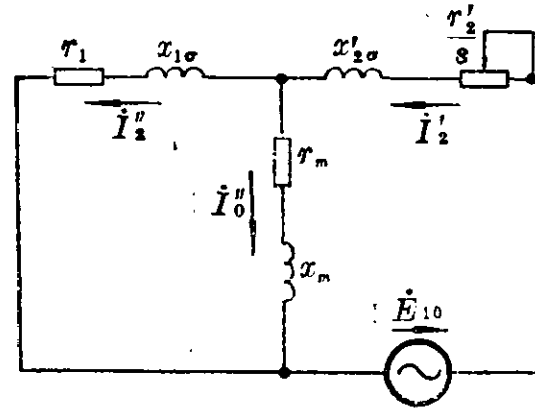


图 8-16

其次，将图 8-14(*b*)中左边的 $\dot{E}_{10}$ 和电压 $\dot{U}_1$ 短接。由此可得图 8-16 所示的等效电路，这时电流 $\dot{I}_2'$ 可表示为

$$\dot{I}_2' = \frac{\dot{E}_{10}}{\frac{Z_{1\sigma}Z_m}{Z_{1\sigma}+Z_m} + \frac{r_2'}{s} + jx_{2\sigma}'}$$

$$= \frac{\dot{E}_{10}}{\frac{Z_{1\sigma}}{\dot{C}_1} + \frac{r_2'}{s} + jx_{2\sigma}'} \qquad (8\text{-}32)$$

将公式(8-31)代入公式(8-32)得：

$$\dot{I}_2' = \frac{-\dot{U}_1}{Z_{1\sigma} + \dot{C}_1\frac{r_2}{s} + j\dot{C}_1 x_{2\sigma}'} \qquad (8\text{-}33)$$

由图 8-16 的电路可知

$$\frac{\dot{I}_2''}{\dot{I}_2'} = \frac{\frac{1}{Z_{1\sigma}}}{\left(\frac{Z_{1\sigma}+Z_m}{Z_{1\sigma}Z_m}\right)} = \frac{1}{Z_{1\sigma}}\,\frac{Z_{1\sigma}}{\dot{C}_1} = \frac{1}{\dot{C}_1} \qquad (8\text{-}34)$$

将公式(8-33)代入公式(8-34)可得：

$$\dot{I}_2'' = \frac{\dot{I}_2'}{\dot{C}_1} = \frac{-\dot{U}_1}{\dot{C}_1 Z_{1\sigma} + \dot{C}_1^2\frac{r_2'}{s} + j\dot{C}_1^2 x_{2\sigma}'} \qquad (8\text{-}35)$$

根据迭加原理，原边电流 $\dot{I}_1$ 为

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_0' - \dot{I}_2''$$

$$= \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\sigma}+Z_m} + \frac{\dot{U}_1}{\dot{C}_1 Z_{1\sigma} + \dot{C}_1^2\frac{r_2'}{s} + j\dot{C}_1^2 x_{2\sigma}'} \qquad (8\text{-}36)$$

公式(8-36)是根据迭加原理由异步电动机 T 形等效电路推得，它也完全符合图 8-13 所示 Γ 形等效电路的 $\dot{I}_1$ 表达

式。所以从$\dot{I}_1$来看，两者是完全等值的，可见，修整后的等效电路可以准确的代表T形等效电路。

从上面的分析可得到这样的结论：准确圆图中负载电流$\dot{I}_2'$圆的直径OE应是垂直于$-\dot{E}_{10}$，而不是垂直于$\dot{U}_1$，公式(8-31)给出了$-\dot{E}_{10}=\dfrac{\dot{U}_1}{\dot{C}_1}$，因此圆图的坐标轴需要转过一个$\dot{C}_1$的幅角$\psi$；同时原边电流$\dot{I}_1$中所迭加的负载电流是$\dot{I}_2''$，而不是$\dot{I}_2'$，公式(8-34)给出了$\dot{I}_2''=\dfrac{\dot{I}_2'}{\dot{C}_1}$，从而圆图座标轴又要转过一个$\dot{C}_1$的幅角$\psi$．所以实际上准确圆图的直径$OE$转过了$2\psi$角，如图8-17所示。

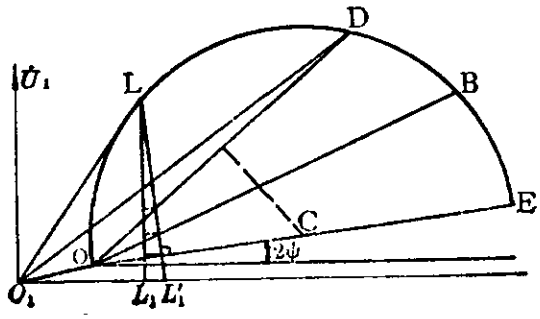


图 8-17

准确圆图也可按异步电动机圆图的一般方法来绘制，并可根据异步电动机空载试验和定子电阻测定值极其方便的确定转角2ψ的数值。由公式(8-28)可知

$$\dot{C}_1=1+\frac{Z_{1\sigma}}{Z_m}=1+\frac{r_1+jx_{1\sigma}}{r_m+jx_m} \tag{8-37}$$

由于异步电机的$r_m\ll x_m$，所以

$$\dot{C}_1\approx 1+\frac{r_1+jx_{1\sigma}}{jx_m}=\left(1+\frac{x_{1\sigma}}{x_m}\right)-j\frac{r_1}{x_m}=C_1e^{-j\psi}$$

于是

$$\operatorname{tg}\psi=\frac{\left(\frac{r_1}{x_m}\right)}{\left(\frac{x_{1\sigma}+x_m}{x_m}\right)}=\frac{r_1}{x_{1\sigma}+x_m} \tag{8-38}$$

根据三角公式 $\operatorname{tg}2\psi=\frac{2\operatorname{tg}\psi}{1+\operatorname{tg}^2\psi}$，由于异步电动机的 ψ 角是较小的，所以 $\operatorname{tg}^2\psi\ll1$ 可以忽略，故

$$\operatorname{tg}2\psi\approx2\operatorname{tg}\psi=\frac{2r_1}{x_{1\sigma}+x_m}=\frac{2r_1I_0}{(x_{1\sigma}+x_m)I_0}$$

$$\approx\frac{2I_0r_1}{U_1} \tag{8-39}$$

由公式(8-39)所求得的 2ψ 角的值，可以绘制出异步电动机的较准确圆图，它在实用上已足够准确。

由较准确圆图求取异步电动机的工作特性的方法与简化圆图时相同。在求取功率和损耗时注意如下：图 8-17 中 $\overline{LL_1}$ 还是代表输入功率 P_1，作 $\overline{LL_1}$ 垂直于 $\overline{OE}$，把 $\overline{LL_1}$ 与 $\overline{OD}$、$\overline{OB}$ 等线的交点投影于 $\overline{LL_1}$ 线上，各投影点即为其相应的损耗和功率。

小　结

第四章从异步电动机的基本电磁关系、电势平衡及磁势平衡导出了等效电路，利用等效电路可以计算异步电动机的各种特性。本章分析了异步电动机的等效电路的电流轨迹，它和一个简单的 R、L 串联电路的电流轨迹一样是一个圆，称为电流圆。并且分析了可以通过电流圆来求取异步电动机的各种工作特性。由于异步电动机的电流圆图的绘制仅需求

得圆上的两点，所以可通过简单的空载试验和短路试验确定电流圆上的空载点 O 和短路点 D，从而获得电机的圆图。

圆图是分析异步电动机工作特性极其有价值的方法之一。这种方法可在不具备负载试验设备的情况下，求取工作特性，因此对中、大型异步电动机尤其显得重要。对于小型异步电动机，由于其定子电阻和激磁电流相对值较大，采用由简化等效电路求得的简化圆图将会引起较大的误差。因此要采用较准确圆图，较准确圆图也只要通过异步电动机的空载试验和短路试验即可求得。

本章解析了准确圆图的直径 OE 转过 2ψ 角的物理解析。即准确圆图中负载电流 $\dot{I}'_2$ 圆的直径 OE 不是垂直于 $\dot{U}_1$，而是垂直于 $-\dot{E}_{10}$，$-\dot{E}_{10}=\dfrac{\dot{U}_1}{\dot{C}_1}$；同时电流 $\dot{I}_1$ 中所迭加的负载电流不是 $\dot{I}'_2$，而是 $\dot{I}_2''$，$\dot{I}_2''=\dfrac{\dot{I}'_2}{\dot{C}_1}$；所以圆图的直径 OE 应转过修整系数 $\dot{C}_1$ 幅角 ψ 的 2 倍。

第九章　异步电动机的使用和维护

§9-1　异步电动机使用前的检查

异步电动机具有结构简单，坚固耐用的特点，在正常使用的情况下，是有相当长的使用寿命的。为了保证电动机投入运行后能正常运转，我们对新安装的电机或较长时间停止运行的电机，在使用前，要进行必要的检查，以避免发生故障，损坏电机和有关设备。

电动机的选用是否合适，必须按电机铭牌规定的数据进行检查。例如，电动机的功率和转速必须适合所要拖动的机械，电源的电压和频率必须与铭牌规定的相符，防护型式要适合工作环境的条件，等等。同时还应进行以下几个方面的检查：

一、检查电路是否接妥，起动设备和其他有关装置的情况是否良好，电动机的机壳接地是否可靠，熔丝是否完好并符合规格。特别要注意电动机铭牌规定的接线方式是星形(Y)接法，还是三角形(△)接法，不能搞错。如果电机绕组的引出线头尾不清，要用试验方法判断头尾。

二、检查电机绕组的绝缘电阻。一般中小型电机用500伏兆欧表测量各相绕组对机壳和各相之间的绝缘电阻，其值不应小于0.5兆欧。如果绝缘电阻低于0.5兆欧，说明电机

绕组已受潮，必须进行烘干处理。如果相间短路或接壳，则绝缘电阻降为零，应找出故障点予以排除。用220伏灯泡也可以检查相间是否短路或接壳。

三、对电机的机械方面要进行外观检查，看电机的各部件是否有损坏或螺钉松动等现象，用手转动转子，检查转动是否灵活。然后可以试起动一下电动机，观察电动机能否起动、旋转方向是否对。如果发现电动机不能起动，要从电路和机械方面仔细检查。旋转方向不对时，可将电源与电动机间的三根导线中的任意两根对换一下。

四、在电动机带负载起动前，应当先作空载运行试验。在空载运行中仔细观察电动机运转是否正常，有无异常噪声和振动等。如果发现不正常现象应立即断开电源进行必要的检查。

§9-2 异步电动机运行中的温升

感应电动机的电流和温度的变化，可以反映出它在运行中是否正常。当有故障时，大多会引起定子电流增大和电动机温度过高。因此，对运行中的感应电动机，监视它的电流和温度是极其重要的。电动机铭牌上对电机的额定电流和允许温升都有规定。允许温升是指在环境温度40℃及在海拔1000米高度以下的条件下定子绕组的稳定温升。电机的温升是由电机内部的损耗(主要是绕组的铜损耗和铁心的损耗，它们是电机内部发热的热源）和散热通风的条件所决定，它的允许值被电机绕组的绝缘材料的等级所限制。本节依次讲述电动机的发热和冷却，绝缘材料的最高允许温度以及电动机

的允许温升。

一、电动机的发热和冷却

电动机在运行中绕组的铜损耗和铁心的损耗以及其他能量损耗都在电机内部转化为热量，使电机的温度逐渐升高。电机的温度高于周围环境温度时，热量就要向周围散发。所以，电机在一定负载下运行时，开始一段时间，电机的温度不断升高，当电机向周围环境散发出的热量和电机内部产生的热量平衡时，电机的温度便达到某一稳定值，不再升高。这个稳定的温度与周围环境温度之差称为稳定温升。一般中小型电机运行 4～5 小时可达到稳定温升。

电机的温升不仅与其内部损耗的大小有关，而且与其工作状态有关。例如，在损耗相同的情况下，电机连续运行24小时与断续运行 24 小时相比，前者温度较高。电动机的铭牌上对电机的运行方式都有规定。根据我国电机基本技术要求(GB755-65)，按照运行的持续时间及顺序，定额分为连续定额、短时定额和断续定额：

1．连续定额电机　按照规定的全部电量和机械量的数值，可以不受时间的限制连续运行的电机，称为连续定额电机。

2．短时定额电机　按照规定的全部电量和机械量的数值，在规定的持续时间限值内运行(由实际冷状态开始)的电机，称为短时定额电机。标准的持续时间限值分为 10、30、60、90 分钟四种。

3．断续定额电机　按照规定的全部电量和机械量的数值，长期运行于一系列完全相同的周期的电机，称为断续定

额电机。每个周期包括一个额定负载时间和一个停止时间，在停止时间内电机完全停止，所有电的或机械的输入功率（不包括直流电机中不允许切断的激磁电源）均被切断。每个周期为10分钟。额定负载时间与整个周期之比称为负载持续率，用百分率表示。标准的负载持续率为15%、25%、40%或60%。如无其他说明，全部电量和机械量的数值，都是指25%负载持续率时的数值。

由上面讲的可以知道，电机的温升与电机内部的热源（各种损耗）和运行方式有关系，但是电机的稳定温升还与电机向周围环境散热的能力有关系。电机的散热能力由电机的温升、散热表面积大小和表面的散热系数决定的。

电机和其他物体一样，散热的方式有对流、传导、辐射三种方式。但是电机绕组和铁心中的散热以传导为主，定子和转子表面的散热以对流为主。所以要降低电机的温升可以增强电机内部的传热能力和电机表面的散热能力。一般中小型电机都装有风扇自冷，使空气以较快的速度吹拂电机表面，增强电机的散热能力。较大容量的电机，有的采用独立风扇他冷式或管道通风式冷却。大型电机用闭路循环气体冷却。改善通风冷却系统、增加电机散热表面是降低电机温升和提高电机容量的有效措施。

二、电动机所用绝缘材料的最高允许温度

电动机在正常运行时，它的温度究竟允许达到多高呢？就电机中的金属材料铜（或铝）和铁来说，它们的耐热性是相当高的；耐热性较低的主要是绕组的绝缘材料。如果电机温度过高将使电机的绝缘材料老化或损坏，以致缩短电机的

使用寿命。电机所用绝缘材料按它们允许的最高温度分为若干等级，如表 9-1 所示。

表 9-1

绝缘等级	*A*	*E*	*B*	*F*	*H*	*C*
允许最高温度 °C	105	120	130	155	180	180 以上
材料举例	浸渍处理过的有机材料：如纸、棉纱…等	聚脂薄膜、三醋酸纤维薄膜	云母带、云母纸、玻璃漆布	云母、石棉、玻璃纤维，用合适的树脂作粘合剂	云母、石棉、玻璃纤维等以硅有机树脂作粘合剂	天然云母、玻璃、陶瓷、聚四氟乙烯

表中所列绝缘材料等级的最高允许温度，是根据绝缘材料能保证电机在一定期限内（一般为 15 至 20 年）可靠地工作而规定的。高于上述温度而连续地运行，绝缘材料的寿命将迅速缩短。如 A 级绝缘材料，温度每上升 8℃，寿命将缩短一半。

三、电动机温度的测量和允许温升

电动机在运行中，由于各部分发热情况不同，所以各部分的温度是不均匀的，即使是同一部件，如绕组的端部和槽内部分的温度也不相同。要使电机能安全可靠地长期工作，必须使绕组最热处的温度，不超过它所采用的绝缘材料的最高允许温度。目前一般中小型电机用来监视和测量温度的方法有温度计法和电阻法：

1．温度计法是用酒精温度计①直接测量电机各部分的表面温度。这种方法最简单，但是不能测得电机内部最热处的温度。

2．电阻法是利用绕组在发热时电阻的变化来测量绕组的温度。如铜线的温度由 t_1℃变为 t_2℃时，它的电阻 R 的变化规律可由下式表示：

$$\frac{R_1}{R_2}=\frac{235+t_1}{235+t_2} \tag{9-1}$$

式中 R_1 为温度是 t_1℃时铜线的电阻值、R_2 为温度是 t_2℃时铜线的电阻值。

当我们在室温 t_1℃时，测得铜线绕组的电阻值 R_1，在温度变化后，再测得绕组的电阻值 R_2，则可以根据公式（9-1）计算电机绕组温度变化后的温度值 t_2℃。当然，这个温度也只是绕组的平均温度，而不是绕组最热处的温度。但它比温度计法所测得的表面温度要高。

上述两种测量方法所测到的温度都不是电机最热处的温度。国家技术标准中规定：在冷却空气的温度为 40℃时，电机主要部件的允许温升如表 9-2 所示。

由表可见，电机各部件的允许温升再加上冷却空气的温度 40℃，大都低于绝缘材料等级的最高允许温度（与表 9-1 比较），原因就在于用电阻法和温度计法测得的温度都不是最热处的温度。

如果电机的冷却空气温度（或环境温度）超过 40℃，表 9-2 中的允许温升就必须相应降低。如果超过值在 10℃以

①不宜采用水银温度计，因水银是金属导体，在交变磁场中会产生涡流，发热。

上，则温升限度的降低值应根据制造厂的规定。环境温度低于 40℃时，A 级和 E 级绝缘电机的允许温升不变，其他绝缘等级可相应提高温升，但不得大于 10℃。此外，电机测温地点的海拔如果超过 1000 米（但不超过 4000 米），温升限度应当是每超过 100 米增加 0.5℃；海拔低于 1000 米时，温升限度应当是每低 100 米减少 0.5℃。

表 9-2

绝缘等级	*A*		*E*		*B*		*F*		*H*	
温度测量方法	温度计	电阻法	温度计	电阻法	温度计	电阻法	温度计	电阻法	温度计	电阻法
电枢绕组(容量5000千伏安以下)、磁场绕组(多层的)	50	60	65	75	70	80	85	100	105	125
低电阻磁场绕组、补偿绕组	60	60	75	75	80	80	100	100	125	125
表面裸露的单层绕组	65	65	80	80	90	90	110	110	135	135
与绕组接触的铁心及其它部件	60	—	75	—	80	—	100	—	125	—

§9-3 异步电动机运行中的故障原因

电动机在运行中的故障是多种多样的，原因也较复杂。当电动机发生故障时，我们首先要对电动机的线路、辅助设备（如开关、起动设备等）和电动机所带的机械负载进行仔

细的检查，看它们是否处于正常状态；其次要对电动机本身从机械方面加以检查，如轴承转动是否灵活。就电动机内部的故障来说，多数故障都会从定子电流增大和电机的温度升高反映出来。这些故障在发生和发展的过程中，往往会首先出现定子电流的不正常变化。所以要分析故障的产生原因，就必须仔细观察定子电流的变化和所出现的其他异常现象。通过认真的分析，根据电机内部的基本规律和已积累的成熟经验做出判断，找出原因。这里，我们就电动机故障的几种主要原因进行分析：

一、电源电压过低和过高

中小型电机的额定电压一般为380伏（指三相线电压），当电源电压过低和过高时，电机在运行中都会发生故障。我们从公式4-38知道，电动机的电磁转矩 M 正比于电压 U_1 的平方（即 $M \propto U_1^2$）。因此，电动机外加电压 U_1 降低时，其电磁转矩 M 会急遽减小。如果负载转矩不变，则电动机的转速 n 会下降，或者说转差率 s 会增大。这时电动机的电流将增大，使电动机产生的电磁转矩重新与负载转矩相平衡。由于电动机的电流增大，电动机的温度便升高。可见电源电压过低会损毁电机绕组。

如果电源电压过高，由于 $U_1 \approx E_1 = 4.44 f_1 w_1 \phi_1 k_{w1} \times 10^{-8}$，电动机的气隙磁通 ϕ_1 将增大。由图9-1可以看出，电机在额定运行时，一般 ϕ 都处在磁化曲线的近饱和处（这是设计制造时为了保证有较好的经济指标和性能指标）。所以磁通 ϕ_1 增加 $\triangle\phi$ 到 ϕ_2 时，电动机的磁路就很饱和，激磁电流 I_0 急遽地由 I_{01} 增大到 I_{02}，使电动机的发热量增大。而且电压过

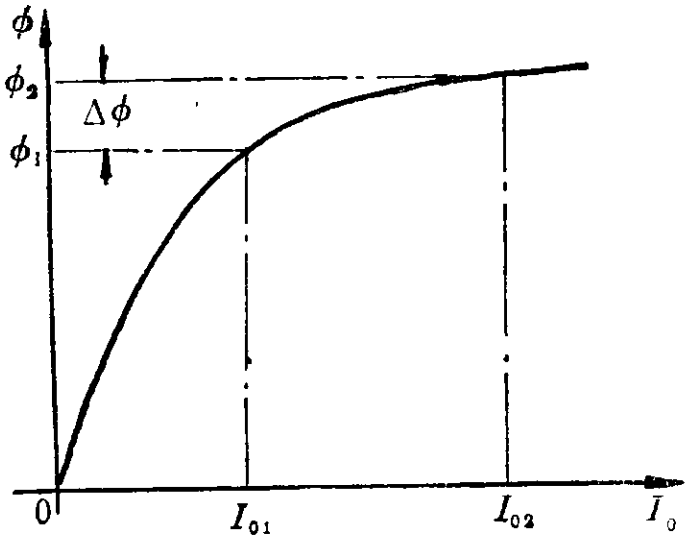


图 9-1

高将危及电机的绝缘寿命。

从上面讲的可以知道，电源电压过低或过高都会引起电动机发生故障，所以国家标准规定：当电动机的电源电压在额定电压± 5% 的变化范围内，电动机的功率允许维持额定输出值；电动机的电源电压升高不允许超过额定电压的10%。

在三相电源不对称时，同样会由于某一个电压过低或过高，导致相电流增大使发热情况恶化，从而损坏绕组。所以国家标准也规定了三相电压间的差值不应大于 5% 。

二、绕组接壳（或称绕组接地）

绕组接壳就是电机绕组绝缘受到损坏后，导体和铁心、机壳相通，使电机运行时外壳带电。在电动机接地不良的情况下，将会造成人身触电事故。某相通地后该相电流将显著增大，该相保险丝将经常烧毁，严重时绕组发热毁坏线圈或造成相间短路，使电动机无法运行。

造成绕组接壳的原因是多方面的。首先，嵌线时不细心，损坏了局部槽绝缘或导体绝缘，使绕组接壳，而又没有检查出来。其次，电动机长期不使用，绝缘受潮，或电动机在有腐蚀性气体的环境中工作，使绕组绝缘性能降低，从而导致

绕组接壳。此外，金属异物和有害粉末等进入电机绕组也会损坏绝缘。所以对较长时间未使用的电机要进行绝缘电阻的检查；电机在运行中也要定期检查绕组的绝缘电阻。发现绕组绝缘电阻下降要及时进行烘焙干燥，以免绕组接壳，扩大事故。如果绕组某处已接壳，必须及时修理。

三、绕组短路

绕组短路是指导线的绝缘损坏后造成相邻的两根导线直接相通。它包括本相线圈的匝间短路和相与相之间线圈接触处的相间短路。绕组匝间短路后，被短路的线匝中的电流就迅速增加，这部分线匝的温度不断升高，致使该线匝的绝缘烧焦，电机还会产生不正常的噪声（发出“吭、吭”声）。如果不及时处理，事故就会扩大，而使电机损坏。绕组相间短路后，定子电流就会急剧增大，迅速烧坏线圈绝缘，致使电机冒烟或跳闸。

绕组匝间短路的检查，目前有一种专用工具，叫做短路侦察器，用得比较普遍（一般电机修理书中均有介绍）。此外，可用测量各相直流电阻进行比较的方法检查，相间短路还可用摇表（兆欧表）、220 伏灯泡或万用表检查。

四、单相运行

三相异步电动机在运行中，如果电源一相断路或定子绕组一相断路，则电动机就处于单相或两相的状态下继续运行，如图 9-2 所示。

三相异步电动机在单相状态下运行时，气隙磁场可分解为正序磁场和负序磁场，详细分析可见后面第二篇所述。在

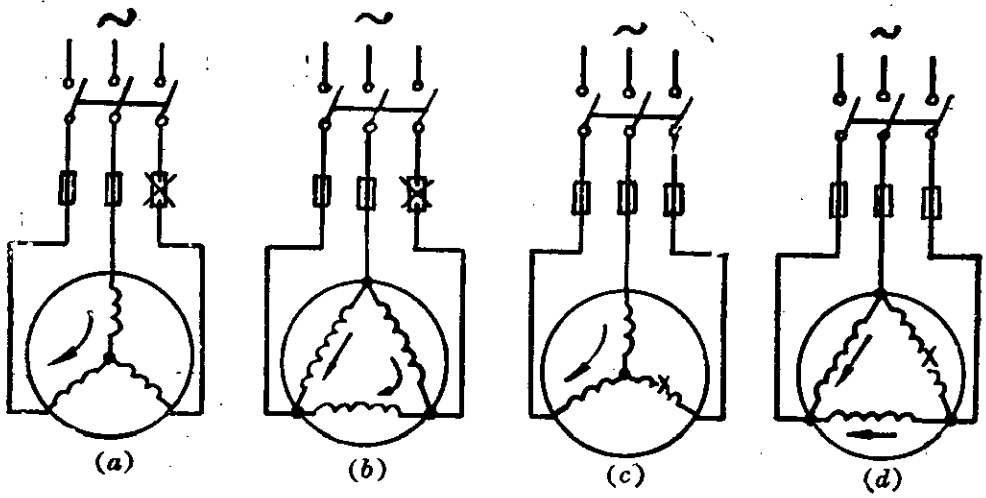


图 9-2

电动机为 Y 接法时，单相运行的功率 $P_{单}=U_{线}I_{线}\cos\varphi_{单}\eta_{单}$，它与对称三相运行时的功率 $P=\sqrt{3}U_{线}I_{线}\cos\varphi\eta$ 相比，功率因数 $\cos\varphi_{单}$ 和效率 $\eta_{单}$都比三相运行时要低，这是因为单相运行时存在负序磁场，因此在负载功率相同的条件下，电动机的定转子铜耗、转子铁耗和激磁电流都增大。所以在负载功率相同的条件下，单相运行时与三相运行时相比，其电流将超过$\sqrt{3}$倍，而达到二倍左右。这使电动机处于过载运行状态，如果不及时处理就会将电机绕组烧毁。如果电动机在起动前就有一相断路，则不能起动，合闸后电动机只发出“吭、吭”声而不转动。这时必须立即切断电源进行检查，否则就会烧毁电机绕组。

从电机修理的统计可知，在修理的三相电动机中，多数是因单相运行而烧毁绕组（尤其是农用电动机）。造成三相电动机单相运行的主要原因有下面一些：

1．电动机开关上的保险丝浮接或安装时螺钉拧得太紧

使保险丝端头几乎压断，当通过的电流稍大时，该保险丝熔断，造成单相运行。如果保险丝选择不当，有一相保险丝较细而被熔断，也会造成单相运行。

2．电动机绕组的内部接头或引出线发生脱焊时一相断路。

3．输电线路发生一相断线后造成电动机单相运行。

4．电动机绕组由于其他故障形成一相断路，如某处接地或绕组短路后局部过热而将导线烧断。

电动机绕组内部是否一相断路可用摇表和万用表进行检查。电源线路中各相都接有电流表时，可以观察三相电流的变化，如果一相电流表为零，或者三角形接法时（见图 9-2*d*）一相电流大于另外两相电流，可以知道电动机已单相运行。

五、转子断条

异步电动机的鼠笼转子一般来说是比较坚固耐用的。但是如果铸铝质量比较差，可能在运行中发生断条故障。这时，电动机的转速变慢，三相电流增大，并且会发出“嗡、嗡”声，停转后起动困难，输出功率减小，带不动负载。当排除了其他故障原因而怀疑转子断条时，可以将定子三相绕组接到对称的三相低压电源上（电压约为额定值的 10%左右），在定子绕组的电路中接上电流表，使电流不超过电动机的额定值。用手扭动转轴缓慢旋转，如果电流表指示三相电流基本上稳定不变，则说明转子完好，如果电流表指示三相电流有较大的反覆波动，则说明有可能转子断条（注意，在电机气隙很不均匀时也会出现电流波动现象）。检查电动机转子

断条的比较灵敏的方法是将电机转子拆出，用短路侦察器检查。绕线式异步电动机转子断路时，往往是转子绕组端头连接处脱焊或滑环处的连接断开。

§9-4 异步电动机运行中的控制和保护

一般小型异步电动机的起动和停转，最简单的方法是用闸刀开关或按钮来控制。当电动机发生故障或运行不正常时，为了维护电动机，我们可以用手操作闸刀开关或按钮使电动机脱离电源。但是为了更有效地保护电动机，在生产上常采用自动控制和保护元件，这类元件在电动机出现过电流、过电压、欠电压和短路电流等情况时，能使电动机的主电路的开关动作，自动切断电源。目前，中小型电动机运行中的自动控制和保护元件主要是接触器、继电器和熔断器等，现在分述如下：

一、接触器

接触器是一种开关电器，它是利用通电线圈的电磁吸力吸动衔铁，从而带动串在电路中的触头闭合（或分开），接通（或切断）电源。它既可以由操作人员用手操作来控制电动机的起动和停转，也可以在其他保护元件（如继电器）的配合下，当电动机的运行发生异常现象时自动地切断电源。交流接触器的结构原理如图 9-3 所示。它由吸引线圈 1、铁心 2、衔铁 3、主触头 4、辅助触头 5 和 6、释放弹簧 7 等组成。交流接触器单独用于异步电动机的控制线路如图 9-4 所示。异步电动机 YD 起动时，用手先将闸刀开关 DK 合

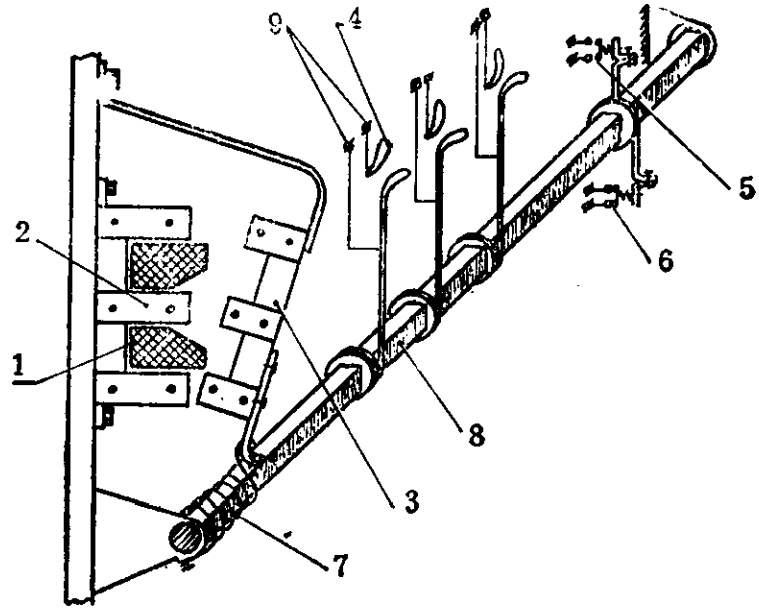


图 9-3

1.吸引线圈 2.铁心 3.衔铁 4.主触头 5.辅助触头（常开）
6.辅助触头（常闭） 7.释放弹簧 8.传动轴 9.接线柱

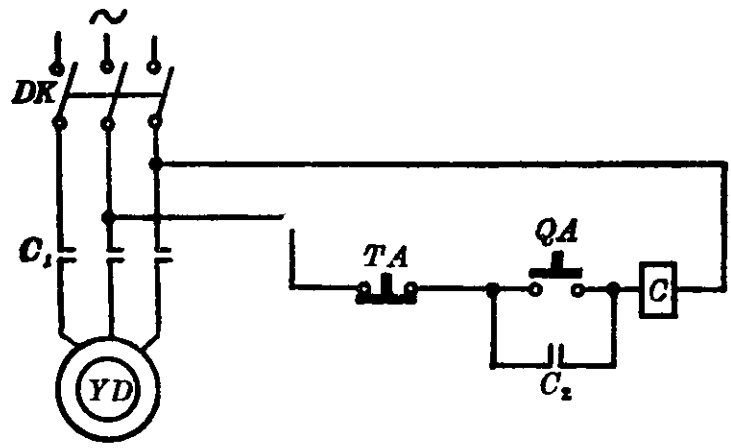


图 9-4

上，然后按一下起动按钮 QA（是常开按钮），使交流接触器 C 的吸引线圈（即图 9-3 中的 1）接通电源，在铁心和衔铁之间产生电磁吸力，衔铁被吸合时，带动传动轴转动，使主触头 C_1（即图 9-3 中的 4）闭合，这就接通了电动机的主电路，电动机便开始旋转起动。同时控制电路中的触头开关

C_2（即图 9-3 中常开辅助触头 5）也闭合，代替起动按钮 QA 保持接触器 C 的吸引线圈继续通电（自锁作用）。若要停止电动机的运转，需按一下停止按钮 TA（是常闭按钮）使接触器 C 的吸引线圈断电，衔铁在释放弹簧（即图 9-3 中的 7）的作用下使主触头 C_1 打开，电动机便脱离电源停转。

交流接触器的吸引线圈中通过的电流决定于外加电压和线圈本身的阻抗，吸引线圈的阻抗与铁心磁回路中的空气隙大小有关。衔铁在释放位置时，衔铁与铁心之间的空气隙较大，这时吸引线圈的阻抗值较小，所以流过吸引线圈的电流较大，约达正常工作时电流的 10 倍至 15 倍。通电后随着衔铁的吸合，铁心和衔铁之间的空气隙减小，吸引线圈的阻抗值增大，流过吸引线圈的电流减小。当衔铁闭合时，线圈的阻抗达最大值，这时流过吸引线圈的电流即为正常的工作电流。可见，由于接触器的吸引线圈在接通瞬间（衔铁在释放位置）有一很大的冲击电流，这就限制了交流接触器的应用范围，例如它不适合在通、断十分频繁的情况下应用。一般用于 1000 伏以下的电路中的接触器，最大额定电流为 2500 安，允许操作频率最多为 1500 次/小时。

选用接触器时，主要是确定它的型号、吸引线圈的额定电压、主触头和辅助触头的数目及开闭状态、触头容量等。在一般工农业生产中，绝大部分小型异步电动机都是直接起动，需要把电动机从电源断开时，电动机的转速已达额定状态，所以接触器的分断电流是电动机的额定电流。这类情况可选用 CJ10 系列（完成一般任务的交流接触器），其技术规格列于表 9-3 中。

表 9-3

接触器型号	额定电流（安）	可控制鼠笼型电动机的最大容量(千瓦)			
		220 伏	380 伏	500 伏	600 伏
CJ 10-5	5	1.2	2.2	2.2	—
CJ 10-10	10	2.2	4.0	4.0	—
CJ 10-20	20	5.5	10.0	10.0	—
CJ 10-40	40	11.0	20.0	20.0	20.0
CJ 10-60	60	17.0	30.0	30.0	30.0
CJ 10-100	100	29.0	50.0	50.0	
CJ 10-150	150	47.0	75.0	75.0	

需要连续多次控制电动机在极短时间内起动、停转以及反接制动时，接触器的主触头要经常反覆通过比电动机额定电流大 6 倍左右的起动电流，在这种情况下宜于选用 CJ10Z 系列（完成重任务的交流接触器）。

对冶金、起重等设备中重复短时工作的绕线式电动机宜于选用 CJ12B 系列（新系列重任务交流接触器）。

二、电磁式继电器

继电器是用来反映或传递参数变化的电器，当参数变化超过了规定的限度，它会自动动作，切断电路。反映或传递电流变化的称电流继电器，反映或传递电压变化的称电压继电器。

图 9-5 是具有拍合式磁系统的电磁式继电器的示意图。这种电磁式继电器是由铁心 1、衔铁 2、吸引线圈 3、释放弹簧 4 和触头 6、7 等部分组成。当吸引线圈通过电流时，衔铁和铁心柱之间产生磁通和吸力。如果吸引线圈中的电流不

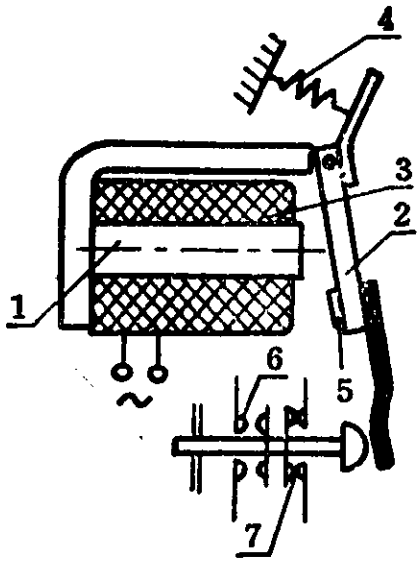


图 9-5

1.铁心 2.衔铁 3.吸引线圈
4.释放弹簧 5.非磁性垫片
6.常开触头 7.常闭触头

够强，这个吸力对衔铁的力矩不足以克服释放弹簧对衔铁的反作用力矩，衔铁不能被铁心柱吸合。当吸引线圈中的电流足够强时，铁心柱的吸力对衔铁的力矩大于释放弹簧对衔铁的反作用力矩，衔铁便开始向铁心柱方向运动，从而使继电器的常闭触头打开，常开触头闭合。如果吸引线圈中的电流减弱（甚至消失），电磁吸力产生的力矩小于释放弹簧的反作用力矩，那么已经吸合的衔铁将被释放，于是常开触头分断，常闭触头闭合。这就是电磁式继电器的简单工作原理。

电磁式继电器，如果它的吸引线圈与主电路串联，即吸引线圈反映主电路的电流变化，便成为电流继电器；如果它的吸引线圈与主电路并联，即吸引线圈反映主电路的电压变化，便成为电压继电器；如果继电器的吸引线圈是电压线圈，并具有很多触头，用于增大被控制线路的数量和触头容量，则称为中间继电器（可参阅有关这方面的书籍和资料）。

在电力拖动的控制中，往往要求某一控制对象（例如一台绕线式异步电动机）的电流不能超过一定的数值，或限制在一定的变化范围内。如果电动机在运行中发生了故障或过负载，引起过电流，可能使电动机及生产机械损坏。在这种情

况下，就可以采用过电流继电器作为过电流的保护元件，把它和控制电动机的接触器配合起来使用，图 9-6 就是一个例子。图中，继电器的吸引线圈串接在电动机 YD 的主回路中，其常闭触头接在控制回路中，当吸引线圈中流过的电流（也就是电动机流过的电流），超过整定值（预先调整确定的使继电器能够动作的最小电流值）时，继电器动作，其常闭触头打开，断开控制电路，于是接触器 C 的吸引线圈断电，主触头 C_1 打开，切断电源，使电动机停止运转，从而达到保护的目的。

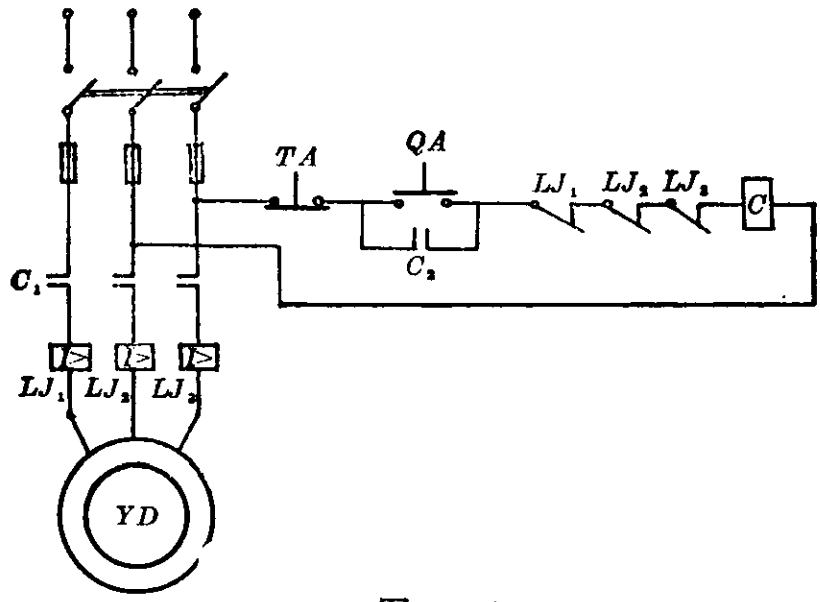


图 9-6

在电力拖动的控制中，如果电网出现故障，造成电源电压大幅度降低。这时正常运转的电动机就会减速，甚至停转，并出现很大的电流，引起电动机急遽发热。所以在电源电压降低到某一最小允许值时，必须将电动机的电源切断，以免将电动机烧坏。另外，正常运行的电动机碰到突然停电时，如果主电路没有切断，当电源电压恢复时，电动机就会

自行起动，这会造成机件损坏和人身事故。为了防止电动机的这种自起动现象，应当采用失压保护。

用具有自锁环节（如图 9-4 中的触头 $C_2$①）的接触器来控制电动机时，将能起失压和欠电压的保护作用。如果电动机在正常运行时电网电压降低到小于接触器 C 的释放值或电网电压消失，接触器 C 的吸引线圈中的电流减小（或消失），使电磁吸力减小（或消失），这时衔铁释放，触头 C_1 打开，切断电源。同时，由于接触器的自锁触头 C_2 已经断开，如在电网电压恢复后，除非再按一次起动按钮 QA，否则接触器不会动作，从而防止了电动机的自起动现象。

三、热继电器

热继电器是反映被控制对象发热状态的电器，用于电动机的过载保护。热继电器的构造原理如图 9-7 所示，是由双金属片、发热元件、触头、推杆和复位机构等组成。发热元件一般用康铜、镍铜合金制成。发热元件与主电路串联，其发热程度与主电路通过的电流有关。靠近发热元件的双金

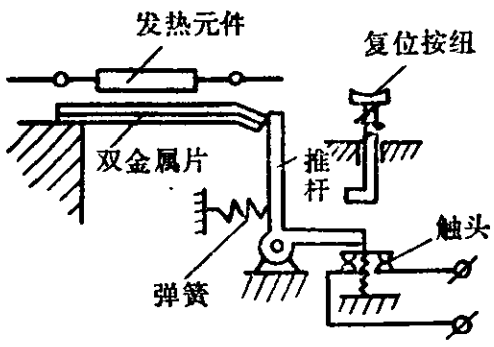


图 9-7

①其自锁作用是这样：我们起动电动机 YD 时先合上电源开关 DK，这时由于触头 C_1 打开，电动机还不会起动，只有将电钮 QA 按下，接触器 C 接通电源，吸引线圈的电磁吸力使衔铁动作，主触头 C_1 闭合，电动机开始起动；同时触头 C_2 也闭合，松开电钮 QA 后，接触器仍能通过触头 C_2 与电源接通，保持电动机的运行。

属片是用两种具有不同膨胀系数的金属片碾压而成。它在正常温度时是平的，抵住推杆，受热后向下弯曲，推杆在弹簧作用下转动，于是动触头断开。继电器的双金属片冷却（一般需要 2 分钟左右）后向上伸直克服弹簧拉力便使动触头复原。若需手动复位时，可按下手动复位按钮使动触头复位。

用热继电器做过载保护的异步电动机的控制线路如图 9-8 所示：热继电器 1JR、2JR 的发热元件串联在主电路里，常闭触头则串联在接触器吸引线圈的电路里。

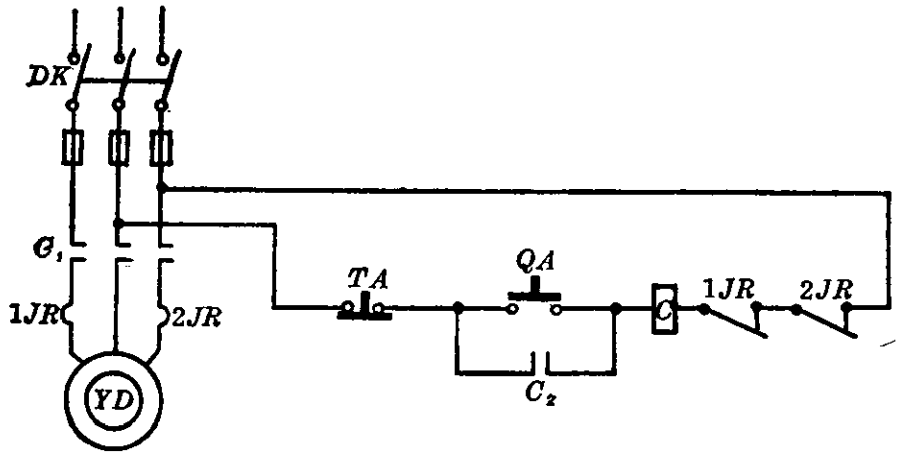


图 9-8

当电动机过载时，电动机的定子电流超过额定值，串联在主电路的发热元件的发热量增加，双金属片受热后就显著弯曲，使热继电器的常闭触头打开，切断接触器的吸引线圈的供电电路，于是主触头 C_1 分开，电动机脱离电源，防止了电动机继续过载运行，保护了电动机的绕组。

我国目前生产的热继电器有 JR0、JR15、JR16 等几种。最常用的 JR0 型热继电器的技术规格列于表 9-4。

表 9-4

型　号	热元件额定电流(安)	整定电流调节范围(安)	型　号	热元件额定电流(安)	整定电流调节范围(安)
JR0-20	0.64	0.4—0.64	JR0-40	16	10—16
	1.0	0.64—1.0		25	16—25
	1.6	1.0—1.6		40	25—40
	2.5	1.6—2.5	JR0-60	22	14—22
	4.0	2.5—1.0		32	20—32
	6.4	4.0—6.4		45	28—45
	10	6.4—10		63	40—63
	16	10—16	JR0-150	63	40—63
	25	16—25		85	53—85
JR0-40	6.4	4.0--6.4		120	75—120
	10	6.4—10		160	100—160

四、熔断器

熔断器是常用的短路保护元件。电动机和线路的短路故障将引起很大的短路电流，它将使输电线路过热，产生大幅度的电压降；短路电流流过电机绕组时还会使绕组损坏。因此需要利用熔断器在电机发生短路故障时及时将主电路切断，使电机脱离电源。用于过载保护的热继电器在过电流的情况下虽然能起保护作用，但是在发生短路故障时，由于它的双

金属片还来不及动作，而发热元件因通过短路电流可能已被烧毁，所以热继电器不但不能保护短路故障，反而要用短路保护装置来保护它。

熔断器是由熔断器管（座、盒）和熔件两部分组成。熔件是金属丝或金属片，将熔件串联在被保护的电路中，当流过它的电流超过规定值，熔件就自行熔断，直接切断电路起到保护作用。电力拖动的线路中，常用的熔断器有以下几种：

1．插入式熔断器：

插入式熔断器是由瓷座和瓷插件两部分组成，其结构如图 9-9 所示。熔丝装在插件上将两端的动触头接通。插件插入瓷座后动触头和静触头接触，电路通过熔丝接通。

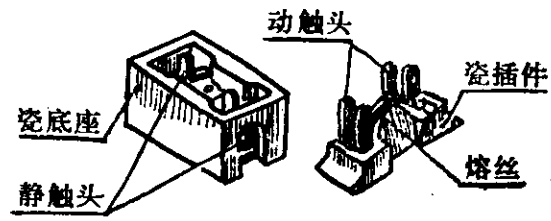


图 9-9

RC1 型插入式熔断器的技术规格列于表 9-5。

表 9-5

熔断器的额定电流(安)	熔件的额定电流(安)
5	2、4
10	2、4、6、10
15	6、10、15
30	20、25、30
60	40、50、60
100	80、100
200	120、150、200

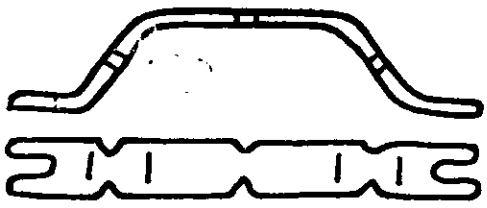


图 9-10

表中熔断器的熔件，在额定电流 2～15 安时是铅锡合金丝，在 20～100 安时是铜丝，在 120 安以上时是变截面的紫铜片（如图 9-10 所示）。

这种插入式熔断器，结构简单，安装和更换熔丝方便，但断流能力较小，只适用于小容量电动机的短路保护，在照明配电网中应用特别广泛。

2．螺旋式熔断器

常用的 RL1 型螺旋式熔断器的结构如图 9-11 所示。它由瓷底座、瓷帽、熔断管、瓷保护圈等组成。熔断管内装有熔丝，并填有石英砂，以加强灭弧能力。熔断管上盖中有一熔断指示器，当熔丝熔断时，指示器会跳出，可以从观察孔检视。熔丝熔断后可旋下瓷帽更换熔断管。

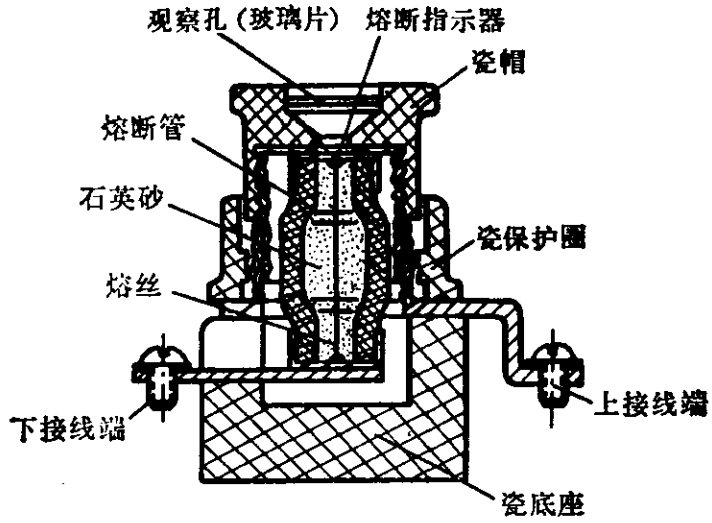


图 9-11

RL1 型熔断器的主要技术数据列于表 9-6。

表 9-6

型　号	熔断器额定电流（安）	熔断管电流等级（安）	极限分断能力（安）	
			380（伏）	500（伏）
*RL*1—15	15	2,4,6,10,15	2000	2000
*RL*1—60	60	20,25,30,35,40,50,60	5000	3500
*RL*1—100	100	60,80,100		20000
*RL*1—200	200	100,125,150,200		50000

3．管式熔断器

管式熔断器有 RM10 型和 RT0 型两种。RM10 型密闭式熔断器的结构如图 9-12 所示，由有机纤维材料做的熔断管和变截面的熔片（材料为锌）组成。管的两端用铜帽紧密地封闭起来；管子两端带有刀形接触片，它们作为插入刀座（弹性触头）的动触头，用来接通电路。

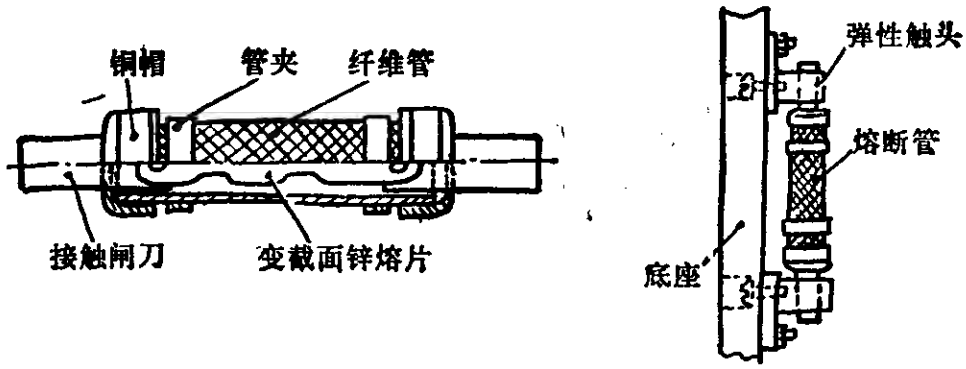


图　9-12

这种熔断器结构简单，更换熔件方便，保护性能好，熔断能力可达 12000 安。

RT0 型是有填料管式熔断器，它的结构如图 9-13 所示，

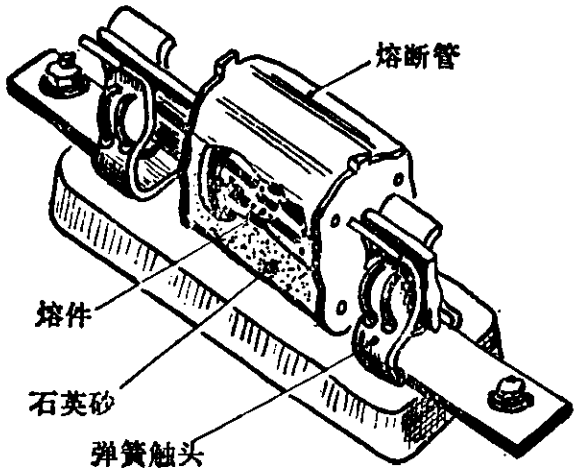


图 9-13

由滑石陶瓷的管子和熔件（铜片）组成，管内充满石英砂，石英砂能吸收熔断电弧产生的热量。熔断能力可达50000安培。

管式熔断器适用于中、大型电动机的短路保护，其技术数据列于表 9-7。

选择熔断器，在结构型式确定之后，主要是选择熔件（熔丝或熔片）。常用的熔丝规格列于表 9-8，选择熔件的原则是：电动机在额定状态正常工作时，熔件能保证不会熔断，在电动机起动时熔件能经得住起动电流的冲击，只有在发生短路时熔件才会熔断，起短路保护作用。熔断器的额定电流要选择大于或等于熔件的额定电流。

熔件的额定电流要根据保护对象的特点进行选择：

1．具有起动电阻的绕线式异步电动机的熔件额定电流应等于或略大于电动机的额定电流；

2．鼠笼式异步电动机直接起动时，正常起动电流的最大值是电动机额定电流的 5～7 倍，考虑到起动电流在起动的过程中逐渐减小，从热效应来看，熔件额定电流可按下式确定：

$$\text{熔件额定电流} \geqslant \frac{\text{电动机起动电流}}{2.5}$$

或者熔件额定电流应等于或略大于电动机额定电流的2～2.8倍。

表 9-9 列出几种小型鼠笼式电动机的熔丝额定电流值。

3．对于起动次数频繁、负载很重的异步电动机，熔件的额定电流可按下式确定：

$$\text{熔件额定电流} \geqslant \frac{\text{电动机起动电流}}{1.6}$$

或者熔件额定电流应等于或略大于电动机额定电流的3～3.5倍。

表 9-7

型号	熔断管额定电流（安）	熔片额定电流（安）	极限分断能力（安）	
			380（伏）	500（伏）
RT_0	50	5,10,15,30,40,50		
	100	30,40,50,60,80,100	50000	25000
	200	80,100,120,150,200	50000	25000
	400	150,200,250,300,350,400	50000	25000
	600	350,400,450,500,550,600	50000	25000
	1000	700,800,900,1000	50000	25000
RM_{10}	15	6,10,15,	1200	
	60	15,20,25,35,60	3500	
	100	60,80,100	10000	
	200	100,125,160,200	10000	
	350	200,225,260,300,350	10000	
	600	350,430,500,600,	10000	

表 9-8

熔丝材料	熔丝直径	近似线规号数(英)	额定电流	熔丝材料	熔丝直径	近似线规号数(英)	额定电流
铅锡合金熔丝铅75%锡25%	0.51	25号	2.0	铜丝	0.23	34号	4.3
	0.56	24	2.3		0.25	33	4.9
	0.61	23	2.6		0.27	32	5.5
	0.71	22	3.3		0.30	—	6.4
	0.81	21	4.1		0.32	30	6.8
	0.92	20	4.8		0.38	28	8.6
	1.22	18	7.0		0.46	26	11
	1.63	16	11.0		0.56	24	15
	1.83	15	13.0		0.71	22	21
	2.03	14	15		0.74	—	22
	2.34	13	18		0.92	20	31
	2.64	12	22		1.02	19	37
	2.95	11	26		1.12	—	43
	3.25	10	30		1.22	18	49
					1.32	—	56
					1.42	17	63
					1.63	16	78
					1.83	15	96
					2.03	14	115

表 9-9

电动机容量(千瓦)	1.7	2.8	4.5	7	10	14
熔丝额定电流(安)	10	10～15	15～20	20～30	30～40	45～60

§9-5 异步电动机的定期检查维护

在电动机运行中，除进行必要的监视外，还必须做好定期检查和维护工作，这是保证电动机安全运行，延长电动机使用寿命的有效措施。维护和检查的内容有以下几个方面：

一、轴承的维护 主要是定期换油和清洗轴承，这个工作做好了可以大大延长轴承的使用寿命。长期运行的电机，一般三个月换油一次，不经常运行的电机，至少也要一年换油一次。换油时可以检查轴承的磨损情况，如果轴承间隙过大或已经损坏，必须更换新的轴承。如果没有磨损，先用煤油清洗，再用汽油洗净，然后加入新黄油，安装好。对于长期运行的两极的高速电机，如果有条件，可以使用二硫化钼润滑脂，它的颜色是灰色，具有良好的热稳定性、化学稳定性和润滑性能。

二、环境的检查 检查电动机的周围是否有杂物妨碍安全运行和通风，如果有应及时移走。安装在露天或潮湿地方的电机，应检查防晒、防雨及防潮情况如何。因为日光的曝晒会引起电机温度急剧升高，对保持和延长电机的使用寿命，提高电机的输出功率都是极为不利的；电机受潮会使绝缘电阻降低，影响安全运行。发现有问题，应及时采取措

施。安装在潮湿地方容易受潮的电机，应当隔一定时间测量一次绝缘电阻。工作在尘土较多的场所的电机，应经常进行除尘工作。

三、对于绕线式电机 应当注意检查电动机滑环是否有偏心摆动现象，滑环表面是否光滑，有无伤痕和灼伤的地方，与碳刷接触是否良好，火花是否发生异常现象。定期检查碳刷磨损情况和调整弹簧压力，更换磨损过度的碳刷和失效的弹簧。调整弹簧压力应保证碳刷每平方厘米压力为150～250克，使碳刷与滑环接触良好。

四、检查电机各部件有无损坏，螺钉是否松动 以上几项检查只是着眼于电机本身，但是电机的正常运行，与带动的负载、电源等都有很大关系，都应当在检查中注意。只有兼顾各个方面，才能真正做好定期检查工作。在电机运行中，如果发现不正常响声，应立即停车检查，及时进行排除和修理，保证电机安全运行。

小　结

三相异步电动机在工农业生产中能否充分发挥它的作用，并且安全可靠地运行，关键在于我们对电动机的使用和维护。一台完好的电动机，如果我们使用、维护不当，寿命将会大大缩短，甚至立即损坏。所以一台电动机在使用前要做好检查，在使用中要注意监视，还要定期检查和维修，以便能及时发现和排除可能引起电动机发生故障的因素。

异步电动机在运行中要注意监视它的电流和温度的变化，因为当电动机有故障时，大多会引起电流过大和温度过

高。电动机的温升是由电机内部损耗和散热通风的条件所决定的，温升的允许值是受电机绕组的绝缘材料的耐热性能限制的。本章对电动机的发热冷却、绝缘材料的允许温度和电动机的允许温升作了概要的介绍。本章还对异步电动机在运行中常见故障的原因进行了分析，主要原因有：一、电源电压过低或过高；二、绕组接壳（或称接地）；三、绕组短路；四、单相运行；五、转子断条等。当电动机发生故障时，我们必须通过认真的分析，根据电机内部的基本规律和已积累的实践经验作出判断，予以排除。

对于运行中的电动机，我们还必须采取适当的保护措施，防止发生故障时损坏电动机和影响电动机所接电网的正常运行。这就需要利用能按我们预先规定的条件进行自动控制和保护的电器，如接触器、继电器、熔断器等，本章对这些电器的基本工作原理和作用做了简单的介绍。

第二篇　单相异步电动机

第十章　单相异步电动机的工作原理、类型与结构

单相电动机只需要单相电源供电，因此它被广泛地应用于日常生活、医疗器械及工业设备中。与同容量的三相异步电动机比较，单相异步电动机体积较大，运行性能较差，因而，单相异步电动机只做成小型的，功率约在 8 到 750 瓦之间，具体规格详见附录Ⅳ。

由于单相异步电动机用于单相交流电源，所以它的定子上有一个单相工作绕组，有时也称为主绕组。单相绕组产生的是脉振磁势。从分析可知，脉振磁势不能产生起动转矩，因此，为了使电机能自行起动，在定子上还安放有一个辅助的起动绕组，有时也称为副绕组。主、副绕组在空间总是相隔 90° 电角度。转子绕组和一般的鼠笼转子完全一样。

要了解单相电机的工作性能，首先要了解单相绕组所产生磁势的性质。

§10-1　单相绕组磁势的性质

图 10-1 是单相异步电动机主绕组的示意图。从 §3-1分析磁势的过程中，我们已经知道，单相绕组产生脉振磁势，

根据式 3-13 可知，它的数学表示式为

$$f(x、t)=F_\phi \cos x\cos \omega t \tag{10-1}$$

利用三角恒等式可以将式 10-1 改写成

$$F_\phi \cos x \cos \omega t=\frac{1}{2}F_\phi \cos(x-\omega t)+\frac{1}{2}F_\phi \cos(x+\omega t) \tag{10-2}$$

在式 10-2 中，等式的左边和右边在数量上完全相等，但它们所代表的物理意义却不相同。如同 § 3-1 中所分析过的一样，等式的左边代表着脉振磁势，其特征是：磁势的轴线（即磁势最大值所在的位置）在空间固定不动，但各点磁势的大小则随时间而变化；而等式的右边则分别代表着两个旋转磁势。我们首先研究其中的第一项

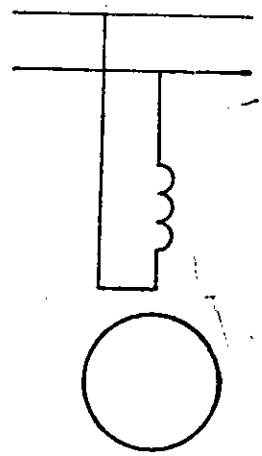


图 10-1

$$f_+(x、t)=\frac{1}{2}F_\phi \cos(x-\omega t) \tag{10-3}$$

式 10-3 表示着：在某一固定的瞬间，即当 t 为定值时，$f_+(x、t)$ 在空间为正弦分布，例如：

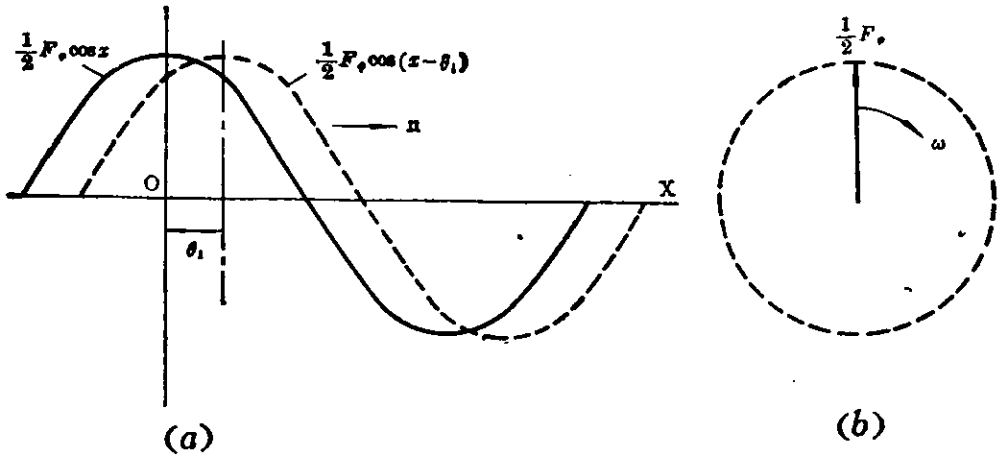
当 $t=0$，即 $\omega t=0$ 时，$f_+(x、0)=\frac{1}{2}F_\phi \cos x$

当 $t=t_1$，即 $\omega t_1=\theta_1$ 时，$f_+(x、t_1)=\frac{1}{2}F_\phi \cos(x-\theta_1)$

这两个磁势分布曲线如图 10-2(a) 所示。如果把这两个瞬间的磁势曲线进行比较，可以看出，当时间过去了 t_1，即 $\omega t_1=\theta_1$ 时，磁势分布曲线向着 x 座标的正方向前进了 θ_1 电角度。所以 $f_+(x、t)$ 可以看成是一个正弦分布的向着 x 座标

正方向前进的旋转磁势。

在式 10-3 中，磁势的振幅为一定值，当这个磁势旋转时，它的轨迹为一个圆，我们称这种振幅恒定的旋转磁势为圆形旋转磁势。圆形旋转磁势也可用图 10-2(*b*) 的空间相量来表示，磁势转过 360° 电角度，这个空间相量旋转一周，相量端点的轨迹显然为一个圆。



(*a*)　　(*b*)

图　10-2

式 10-3 所表示的正向圆形旋转磁势与 § 3-2 所研究的三相基波旋转磁势本质上是一样的。

在式 10-2 中，如果把等式右边的第二项同第一项进行比较，可以证明第二项也是一个旋转磁势，不同之点仅在于：这个磁势向着相反的方向旋转，因为

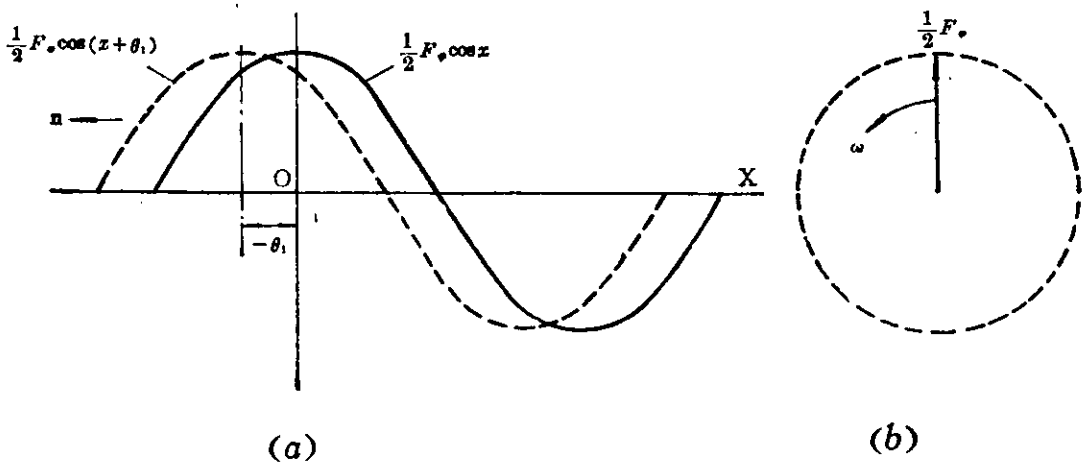
$$f_-(x、t)=\frac{1}{2}F_\phi\cos(x+\omega t) \qquad (10\text{-}4)$$

当 $t=0$，即 $\omega t=0$ 时，$f_-(x、0)=\frac{1}{2}F_\phi\cos x$

当 $t=t$，即 $\omega t_1=\theta_1$ 时，$f_-(x、t_1)=\frac{1}{2}F_\phi\cos(x+\theta_1)$

这两个磁势分布曲线如图 10-3(*a*) 所示。如果把这两个瞬间

的磁势曲线进行比较，可以看出：当时间过去了 t_1，即 $\omega t_1 = \theta_1$ 时，磁势分布曲线便向着 x 的反方向前进了 θ_1 电角度。所以 $f_-(x、t)$ 也可以看成是一个正弦分布的但向着 x 的反方向前进的圆形旋转磁势。



(a)　　(b)

图　10-3

综合以上所述，可以得到一个重要的结论：一个在空间按正弦规律分布，并且振幅随时间作正弦变化的脉振磁势，可以分解成以相同速率但向相反方向旋转的两个圆形旋转磁势，每一个圆形旋转磁势的振幅为原有脉振磁势的一半。这个重要的结论不仅可以用上面的数学分析说明，还可进一步用图 10-4 解释。图 10-4 是一台电机的示意图，单相集中绕组产生一个脉振磁势，如果电流具有正弦波形，则磁势的振幅便随时间作正弦变化。假如只看磁势中的基波分量，则磁势在空间按正弦规律分布。对于一个空间正弦分布的脉振磁势可以用一个脉动的空间相量 $\dot{F}$ 来表示。而 $\dot{F}$ 可以用大小相等、转向相反的两个圆形旋转磁势 $\dot{F}_+$ 及 $\dot{F}_-$ 来代替。从五个不同的瞬间可以清楚地看到：当脉振磁势的幅值为最大时，两个旋转磁势正好转到互相重合的位置，脉振磁势的幅值为两个

旋转磁势相量的代数和〔图 10-4(*a*)〕。当脉振磁势幅值减小时，两个旋转磁势就互相离开，此时脉振磁势的幅值为两个旋转磁势相量的相量和〔图 10-4(*b*)〕。而当脉振磁势幅值为零时，两个旋转磁势恰好转到相反的位置，旋转磁势互相抵消〔图 10-4(*c*)〕。当脉振磁势为负值时，两个旋转磁势的位置便大于 180° 电角度〔图 10-4(*d*)〕。显然，图 10-4 也清楚地说明了：一个脉振磁势是可以分解成大小相等、转向相反的两个圆形旋转磁势。这个重要概念是我们分析单相电机工作原理的基础。

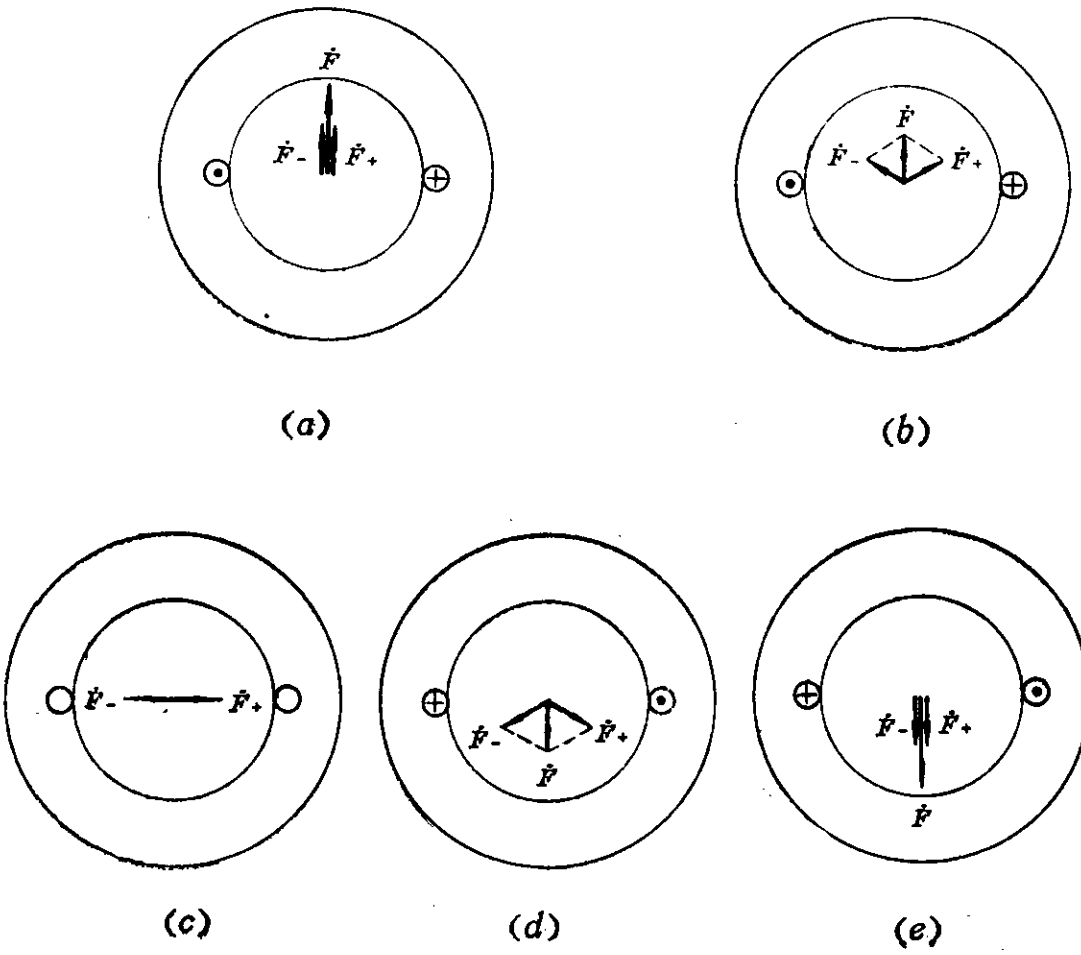


图 10-4

§10-2 单相异步电动机的工作原理与性能

既然单相绕组产生的脉振磁势可以分解成两个大小相等、转向相反的旋转磁势，我们可以把图10-1所表示的单相绕组看成图10-5所示那样，是由两套三相绕组串联组成。这两套绕组的匝数完全一样，并且流过同一电流，因而它们产生的旋转磁势幅值相等。但由于这两套绕组的相序不同，所以产生的旋转磁势转向相反。

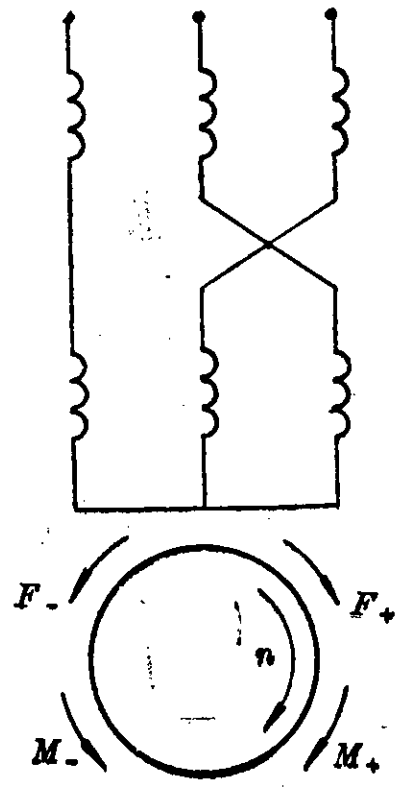


图 10-5

如果上面一套三相绕组所产生的磁势F_+与转子同方向旋转，称它为正序；则下面一套三相绕组产生的磁势F_-逆着转子方向旋转，便称它为负序。和普通三相异步电动机一样，正序旋转磁场与负序旋转磁场均切割转子导体，并分别在转子中感应出电势及电流。正序旋转磁场产生的转矩M_+企图使转子顺着正序旋转磁场方向旋转。而负序磁场产生的转矩M_-企图使转子顺着负序磁场的方向旋转。因此正、负序转矩M_+与M_-的方向是相反的。互相抵消掉一部分，剩下来的才是电动机所能产生的有效转矩。从图4-10可以看出，异步电动机中电磁转矩的大小由转差率来决定，因此要知道M_+、M_-的变化情况，首先要研究正序转差

率 S_+ 及负序转差率 S_-。

如果转子转速为 n，它与正序磁场同方向旋转，因此正序系统的转差率为

$$S_+ = \frac{n_1 - n}{n_1} = S \tag{10-5}$$

而负序磁场与转子转向相反，因此负序系统的转差率为

$$S_- = \frac{n_1 + n}{n_1} = \frac{2n_1 - (n_1 - n)}{n_1} = 2 - s \tag{10-6}$$

在图 10-5 中，上面一套三相绕组与转子组成了一台正序系统的三相异步电动机，产生正序转矩 M_+，此时的情况如同正常运行的三相异步电机一样，所以 $M_+ = f(s_+)$ 的曲线形状也与一般的三相异步电机的 $M = f(s)$ 曲线相似（图 10-6）。在图 10-5 中，下面一套三相绕组与转子组成一台负序系统的三相异步电动机，产生负序转矩 M_-。负序与正序的差别主要是磁场反方向旋转。所以，只要将正序的 $M_+ = f(s_+)$ 曲线转过 180°，便得到负序系统的 $M_- = f(s_-)$ 曲线（图 10-6）。从图 10-6 可以看出：当正序转差率 S_+ 在 0 至 1 的范围内，正序转矩 M_+ 为拖动转矩，这时负序转差率 S_- 在 2 至 1 的范围内，负序转矩 M_- 便是一个制动转矩。如果转子反方向旋转，原来的负序系统转变成正序系统，它的转矩成为拖动转矩；而原来的正序系统却转变成负序系统，它的转矩便成为制动转矩了。因此，不论转子朝那个方向旋转，正、负序转矩总是要互相抵消掉一部分，剩下来的才是电机的有效转矩。

在图 10-6 中，M_+、M_- 合成起来以后便是单相异步电动机所能产生的总转矩 M，从图 10-6 所示 $M = f(s)$ 曲线

可以看出单相异步电动机性能上的几个主要特点：

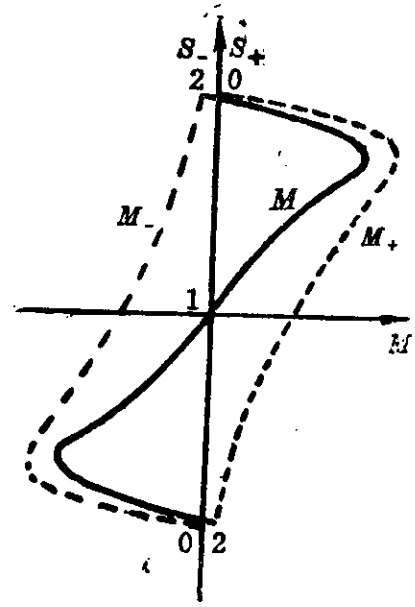


图 10-6

1．当转速 $n=0$，即 $S=1$ 时，由于正序磁场及负序磁场大小相等，切割转子的速率又一样，所以它们在转子中感应出同样大小的电势及电流。因而这两个磁场所产生的转矩大小相等、方向相反，互相抵消之后使合成转矩为零。所以单相异步电动机是没有起动转矩的，如果不采取其他措施，它不会自行起动。

2．在 $S=1$ 的两边合成转矩是对称的，因此单相异步电动机没有固定的转向，两个方向都可以旋转。究竟朝那个方向旋转由起动转矩的方向来决定。

3．由于负序转矩的存在，使电机的总转矩减少，当然最大转矩也随之减少。所以单相异步电动机的过载能力较低。单相异步电动机的过载能力约为同容量三相异步电动机的 70% 左右。

4．在三相异步电动机中，当转差率等于零时，转矩也等于零（图 4-10）。而在单相异步电动机中，由于负序转矩的制动作用，当转差率 $S=0$ 时，转矩却有一个微小的负值（图 10-6）。而当转差率 S 略大于零，即转速略低于同步速时，转矩便下降到零。因此当负载转矩相同时，单相异步电动机的转差率大于同容量的三相异步电动机的转差率。

除了上面这四个从 $M=f(s)$ 曲线所看出来的性能上的

特点外，单相异步电动机还具备下面一些性能上的特点。

5．由于负序转矩的制动作用，电机的有效转矩减少，因而电机的输出功率减少。所以单相异步电动机的效率较低。单相异步电动机的效率约为同容量三相异步电动机效率的75—90%左右。容量越小，转速越低，效率下降的程度也越大。

6．单相异步电动机的效率较低，意味着它的损耗较大，所有损耗最后都转化为热能使电机发热，因此，设计时如果不采取其他措施，单相异步电动机的发热情况较三相异步电动机严重。

7．对异步电动机而言，激磁电流是一个感性无功电流，激磁电流越大，它的功率因数便越低。在磁通密度相同的情况下，单相异步电动机所需要的激磁电流较大(理由见§12-2)，所以单相异步电动机的功率因数总是低于同容量的三相异步电动机。

8．由于单相异步电动机效率较低，在输出功率相同的情况下，要输入较多的电功率。同时功率因数较低，因而输入电流较大，再加上发热严重等因素的影响，单相异步电动机每千瓦消耗的材料较多。在容量相同的情况下，单相异步电动机的 D^2l（D——定子铁心内径，l——铁心长度）约为三相异步电动机的1.5—2.5倍。

根据以上分析我们可以清楚地看到，单相异步电动机的各种经济性能指标都低于三相异步电动机，而经济性能指标下降的主要原因，都是由于负序磁场的存在。

§10-3 转子绕组对负序磁场的阻尼作用

通过 §10-1 的分析我们已经知道，在单相异步电动机中，正序旋转磁势的幅值与负序旋转磁势的幅值是相等的，各等于一相磁势的 1/2。正、负序磁势分别产生正、负序磁通。虽然负序磁势等于正序磁势，但在正常运行时负序磁通却远小于正序磁通。造成这种情况的原因是由于转子绕组对正序磁场的阻尼作用较小，而对负序磁场的阻尼作用较强，其理由可以通过图 10-7 解释。

在图 10-7(a) 中，假定一个旋转磁场从左向右旋转，磁场切割转子导体而在其中感应电势。根据发电机右手定则可知，在正半波下转子电势是流入纸面⊕，在负半波下转子电势是流出纸面⊙。由于转子绕组是电感性的，电流落后于电势。因此将转子电势分布情况逆着磁场旋转方向移动一个角度，就得到转子电流分布情况。根据转子电流分布可以得到转子磁势 F_2。从图 10-7(a) 可以看出，转子磁势 F_2 是去磁作用。去磁作用的大小完全由电流落后的程度来决定。在图 10-7(b) 中，当转子电流与转子电势同相位时，转子磁势 F_2 与气隙磁通 B_1 相比位移 90°，两者正交，F_2 不起去磁作用。在图 10-7(c) 中，当转子电流落后转子电势 90°时，转子磁势 F_2 与气隙磁通 B_1 位移 180°，F_2 便有强烈的去磁作用了。因此，转子电流的去磁作用由电流落后的程度来决定，电流越落后去磁作用越强烈。

下面我们研究在转子绕组中正序电流与负序电流的相位情况。根据 §4-1 的分析我们知道：转子绕组的电抗是正比

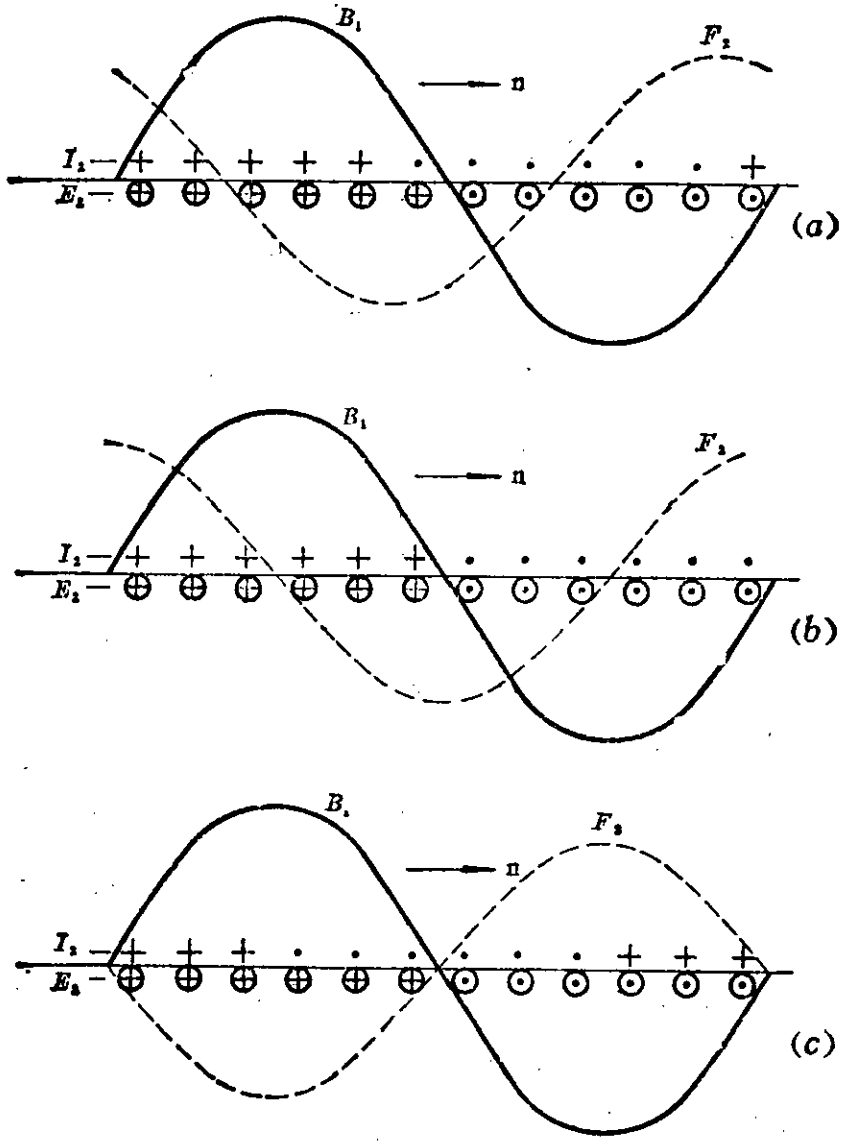


图 10-7

于转差率的，因此转子绕组的正序电抗 x_{2+} 及负序电抗 x_{2-} 分别为

$$x_{2+} = s_+ x_{2\sigma} = s x_{2\sigma}$$

$$x_{2-} = s_- x_{2\sigma} = (2 - s) x_{2\sigma}$$

正常运行时，由于转差率 s 很小，所以转子绕组的负序电抗 x_{2-} 远大于正序电抗 x_{2+}，使得转子绕组中负序电流的落后程

度远大于正序电流，因此转子绕组对负序磁场的去磁作用强，而对正序磁场的去磁作用弱。所以在单相异步电动机中，虽然正序旋转磁势的幅值与负序旋转磁势的幅值是相等的，但由于转子绕组对负序磁场有较强的阻尼作用（即去磁作用），因此，正常运行时在单相异步电动机内部正序磁场总是大于负序磁场。由正序磁场产生的转矩也总是大于由负序磁场产生的转矩，因此单相异步电动机起动以后，就可以朝着正序磁场的方向继续旋转下去了。

§10-4 两相绕组的磁势

从单相电机的工作原理我们知道，单相绕组产生的是一个脉振磁势，因而起动转矩为零，不能自己起动。要使单相异步电动机能自行起动，必须如同三相电机一样在电机内部产生一个旋转磁场。产生旋转磁场最简单的方法是在“两相”绕组中，通入相位不同的“两相”电流。因此在单相电机中，除了工作绕组外，在空间相隔 90° 电角度的地方再安放一个起动绕组[图 10-8(*a*)]。如果在起动绕组中串入适当的电容，那么，这两个绕组中电流的相位也就不同了。具体地讲，由于工作绕组是感性电路，而起动绕组是容性电路，所以起动绕组电流$\dot{I}_a$总是领前工作绕组电流$\dot{I}_m$一个相角φ[图 10-8(*b*)]。两相绕组通入两相电流以后将产生旋转磁势，要知道单相异步电动机起动性能的特点，首先要研究这个旋转磁势的性质。

工作绕组我们用 m 来表示，以后有关工作绕组的各种数量均注以下标 m，如 I_m、U_m 等。起动绕组我们用 a 来表示，

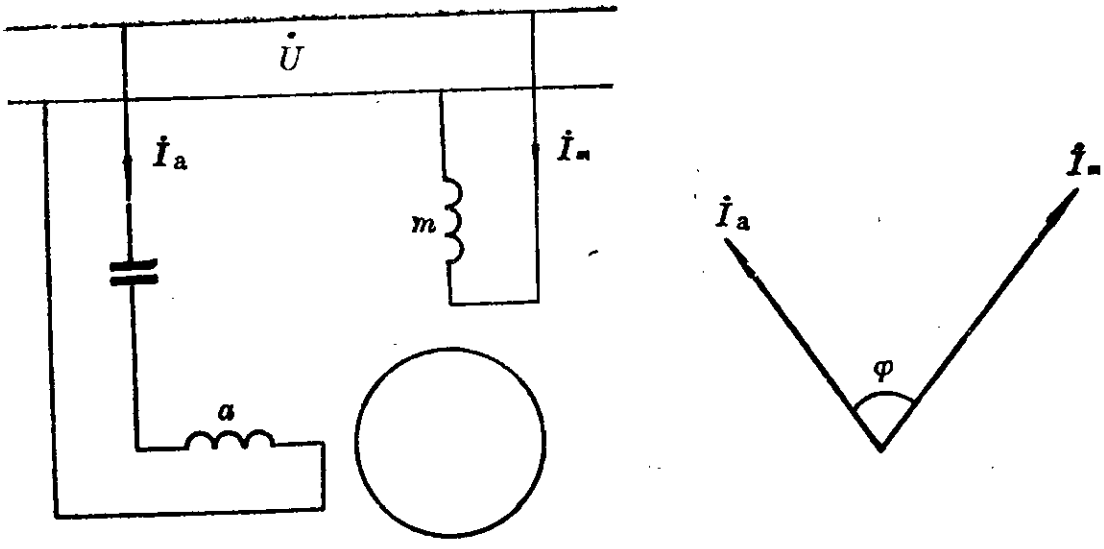


图 10-8

有关起动绕组的各种数量均注以下标 a，如 I_a、U_a 等。仿照式 3-17 及式 3-18，可以写出这两相绕组的磁势方程。

$$f_a = F_a \cos x \cos \omega t$$

$$= \frac{1}{2} F_a \cos(x - \omega t) + \frac{1}{2} F_a \cos(x + \omega t) \quad (10\text{-}7)$$

$$f_m = F_m \cos(x - 90°)\cos(\omega t - \varphi)$$

$$= \frac{1}{2} F_m \cos[(x - \omega t) + (\varphi - 90°)]$$

$$+ \frac{1}{2} F_m \cos[(x + \omega t) - (\varphi + 90°)] \quad (10\text{-}8)$$

电机内部的合成磁势 f 应为

$$f = f_a + f_m \quad (10\text{-}9)$$

关于合成磁势 f 的性质可分下面四种情况来讨论：

1. 两个绕组的磁势大小相等，相位移角为 90°，即

$$\left.\begin{aligned} F_m &= F_a = F \\ \varphi &= 90° \end{aligned}\right\} \quad (10\text{-}10)$$

将此关系代入式 10-7 及式 10-8 中，得到

$$\left.\begin{aligned} f_a &= \frac{1}{2}F\cos(x-\omega t)+\frac{1}{2}F\cos(x+\omega t) \\ f_m &= \frac{1}{2}F\cos(x-\omega t)-\frac{1}{2}F\cos(x+\omega t) \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}11)$$

因此合成磁势为

$$f = f_a + f_m = F\cos(x-\omega t) \qquad (10\text{-}12)$$

将式 10-12 同式 10-3 及式 3-20 进行比较可以看出，此时电机内部是一个正向旋转的圆形旋转磁势，这种情况如同三相异步电动机一样，可以产生起动转矩，电机能自行起动。

2. 两个绕组产生的磁势大小不等，但相位移角仍为90°，即

$$\left.\begin{aligned} F_m &\neq F_a \\ \varphi &= 90^\circ \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}13)$$

将此关系代入式 10-7 及式 10-8 中，得到

$$\left.\begin{aligned} f_a &= \frac{1}{2}F_a\cos(x-\omega t)+\frac{1}{2}F_a\cos(x+\omega t) \\ f_m &= \frac{1}{2}F_m\cos(x-\omega t)-\frac{1}{2}F_m\cos(x+\omega t) \end{aligned}\right\} \qquad (10\text{-}14)$$

因此合成磁势为

$$\begin{aligned} f &= f_a + f_m \\ &= \frac{1}{2}(F_a+F_m)\cos(x-\omega t)+\frac{1}{2}(F_a-F_m)\cos(x+\omega t) \\ &= F_+\cos(x-\omega t)+F_-\cos(x+\omega t) \end{aligned} \qquad (10\text{-}15)$$

如果将式 10-15 同式 10-3 及式 10-4 进行比较可以看出，此时电机内部存在着两个圆形旋转磁势。其一是振幅为 $F_+ = \frac{1}{2}(F_a+F_m)$、向着 x 正方向旋转的圆形旋转磁势，另一

是振幅为 $F_- = \frac{1}{2}(F_a - F_m)$、向着 x 反方向旋转的圆形旋转磁势。从图 10-9 可以看出：两个振幅不等而转向相反的圆形旋转磁势合成起来以后为一个椭圆形旋转磁势。当 F_+ 与 F_- 转到互相重合的位置时，总磁势为 $F = F_+ + F_-$，对应于椭圆形的长轴，相当于图 10-9 中的 A、C 点。当 F_+、F_- 转到相反的位置时，总磁势为 $F = F_+ - F_-$，对应于椭圆形的短轴，相当于图 10-9 中的 B、D 点。

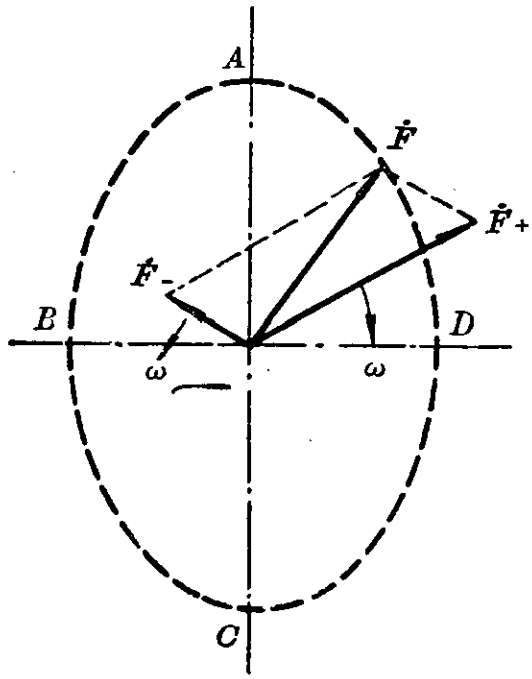


图 10-9

3．应用上面同样的方法可以对下面两种情况进行分析：(1)两个绕组产生的磁势大小相等，但相位移不为 90°，即 $F_a = F_m$，但 $\varphi \neq 90°$。(2)两个绕组产生的磁势大小既不相等，相位移也不是 90°，即 $F_a \neq F_m$，$\varphi \neq 90°$。在这两种情况下，电机内部的磁势均为椭圆形。

当电机内部为椭圆形旋转磁势时，虽然也能产生起动转矩，使电机自己起动，但由于反向旋转磁场的制动作用，起动转矩却减少很多。

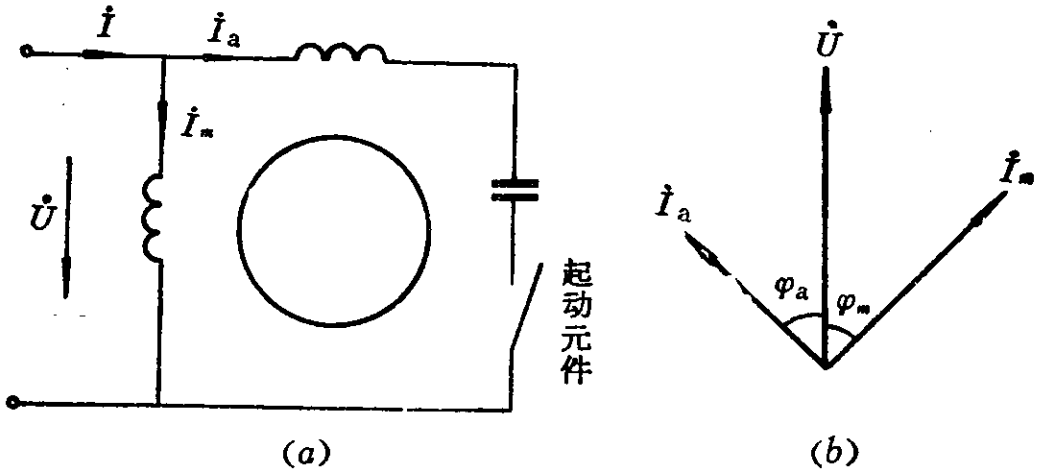
§10-5　单相异步电动机的类型

根据起动方法或运行方式的不同，单相异步电动机可以

分为下面几种类型：

一、单相电容起动异步电动机

电容起动电动机的接线图如图 10-10(*a*)所示。起动绕组与电容器串联后和工作绕组接在同一电源上。起动绕组电流 $\dot{I}_a$ 与工作绕组电流 $\dot{I}_m$ 的相位关系如图 10-10(*b*) 所示。在起动绕组回路中，总是使容抗大于感抗，因此 $\dot{I}_a$ 总是领前电压一个相角 φ_a。而工作绕组回路则总是一个电感性负载，因此 $\dot{I}_m$ 总是落后电压一个相角 φ_m。如果起动电容选择得适当，可以使 $\dot{I}_a$ 正好超前 $\dot{I}_m$ 90°。由于工作绕组回路与起动绕组回路的阻抗不等，因此这两个回路电流的幅值是不会相等的，而为了得到圆形旋转磁势，这两个绕组磁势的幅值又必须相等（见式 10-10），因此这两个绕组的匝数必须不等。电流大者，匝数取得少，而电流小者，匝数则取得多。如果电容及两个绕组的匝数取得都适当，可以使这两个绕组的磁势大小相等、相位移为 90°，符合式 10-10 的条件，得到一个圆形旋转磁势，因而起动性能较好，具体地讲也就是起动电流较



(*a*)　　(*b*)

图　10-10

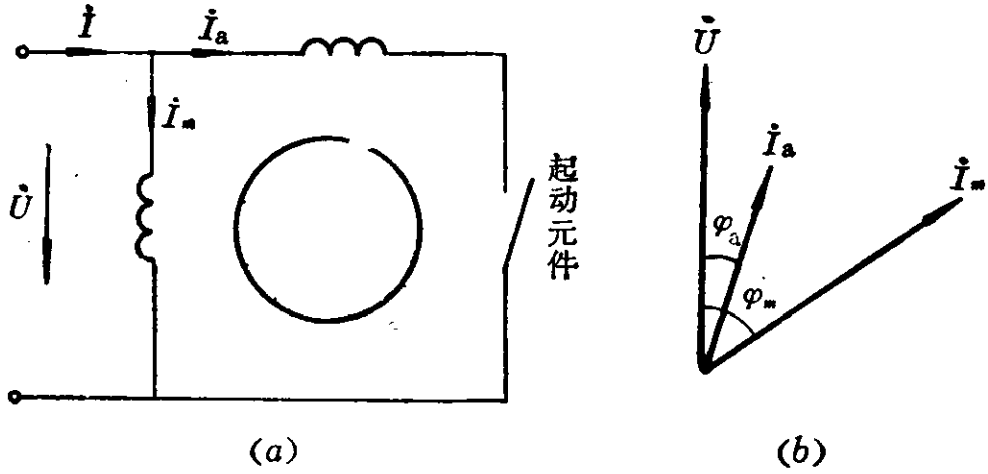
小而起动转矩则较大。

二、单相电阻起动异步电动机

在图10-8(*a*) 中，我们是用在起动绕组回路中串联电容的方法来使$\dot{I}_a$与$\dot{I}_m$产生相位移，这种方法称为电容分相。除了电容分相以外，还有电阻分相，即用在起动绕组回路中串联电阻或增大起动绕组本身电阻的方法，而使$\dot{I}_a$与$\dot{I}_m$间产生相位移。图 10-11(*a*) 是起动绕组有较大电阻的电阻分相电机线路图。从图 10-11(*b*) 的相量图可以看出，由于起动绕组回路电阻对电抗的比值较大，所以起动绕组电流$\dot{I}_a$落后电压$\dot{U}$的相角φ_a就比较小；而工作绕组电阻对电抗的比值较小，所以工作绕组电流$\dot{I}_m$落后电压$\dot{U}$的相角φ_m就比较大。这样，在$\dot{I}_a$与$\dot{I}_m$之间出现了一定的相位差，形成了两相电流。但从图 10-11(*b*) 可以看出，$\dot{I}_a$与$\dot{I}_m$之间的相位角 $(\varphi_m - \varphi_a)$ 总是小于 90°。由于两相绕组阻抗不等，因此电流$\dot{I}_a$与$\dot{I}_m$的幅值不会相等，虽然我们可以用调整匝数的方法，使两相绕组磁势相等，但却不能使这两个磁势在时间上位移90°，因此满足不了式 10-10 所给出的条件，电机内部产生的磁场是椭圆形，而非圆形。由于反向旋转磁场的制动作用，因此电阻分相电机的起动转矩比较小，而起动电流却比较大，电机的起动性能不好。

为了使起动绕组得到较高的电阻对电抗比，起动绕组可采用较细的铜线，或采用电阻率较高的铝线，以增大电阻。少数情况下，也有用起动绕组部分线圈反绕的方法来增大电阻。一般情况下，总是将起动绕组放在槽的上部，这是因为：(1) 起动绕组放在槽的上部后，可以减少它的漏电抗，这

对于得到较高的电阻对电抗比是有利的。(2) 由于起动绕组电流密度很高，起动时比较容易损坏，将它放在槽的上部也便于修理。



(a)　　(b)

图　10-11

三、单相电容运转异步电动机

在图 10-10(a) 中，如果把副绕组设计成能长期接在电源上工作，起动以后，副绕组和电容器并不脱离电源，而是和主绕组一道参加运行，此时便是单相电容运转异步电动机了。适当的选择电容器和副绕组的匝数，可以得到圆形旋转磁场，或者将负序磁场大大削弱，此时的情况接近三相异步电动机，运行性能大为改善，它的功率因数、效率和过载能力都比普通单相异步电动机高。因此它不仅解决了单相异步电动机的起动问题，而且有较好的工作性能。

电容起动及电容运转单相异步电动机都是在副绕组中接入适当的电容进行分相，以产生旋转磁场。对单相电容运转异步电动机而言，我们希望在工作时产生圆形旋转磁场，以便得到良好的工作性能。对单相电容起动异步电动机而言，

我们希望起动时能产生较大的转矩，以得到良好的起动性能。计算结果表明，同一台电机，作为电容起动时所需要的电容量大，而作为电容运行时所需要的电容量小。因此一台单相异步电动机，既要保证良好的起动性能，又要保证良好的工作性能，起动与工作时应分别接入不同的电容量，此时应采用图 10-12 所示的线路图。起动时两个电容器并联接入线路，电容量较大。起动完毕以后，起动元件断开，部分电容切除，电容量减少。这种电机称为单相电容起动及运转异步电动机。

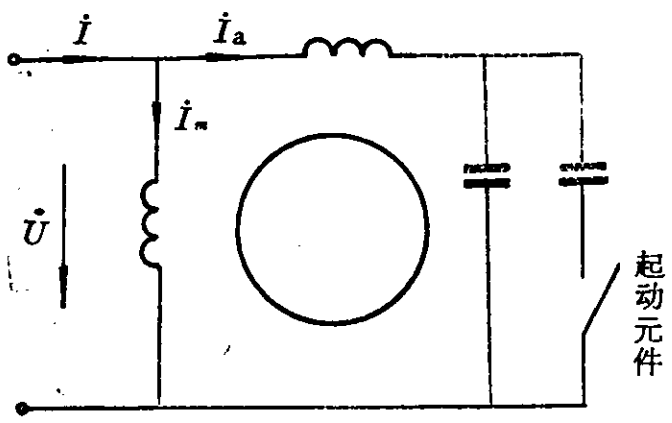


图 10-12

新系列单相异步电动机的起动电容及运转电容可参考表 10-1 所给出的数据范围选取。

表 10-1

功率(瓦)	15		25		40		60		90		120		180		250	370	550	750
极　数	2	4	2	4	2	4	2	4	2	4	2	4	2	4				
运转电容(微法)	1	1	1	2	2	2	2	4	4	4	4	4	6	6				
起动电容(微法)											75		75		100	100	150	200

四、三相异步电动机改接成单相电机运行

图 10-13 是三相异步电动机作为单相电动机使用的线路图之一。将两相绕组串联起来（尾端和尾端相连）作为主绕组，第三相作为副绕组。从性能指标来看，三相电机用于单相电源上也是合理可行的。同一台电机设计成既可用于三相电源又可用于单相电源的称为通用电动机。附录Ⅳ表-1 中的 JX07A-2、JX07B-2、JX07A-4 及 JX07B-4 单相电容运转异步电动机，就是由 JW 系列三相微型异步电动机改装而成。一台三相异步电动机改接成单相电容运转异步电动机以后，有效功率只有原来的 65%～75%。如果改接成电容起动或电阻起动单相异步电动机，有效功率只有原来的 35%～45%。

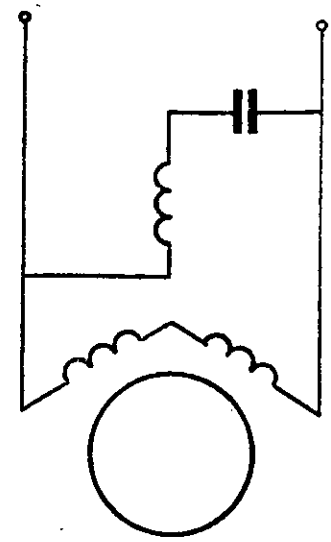


图 10-13

五、罩极电动机

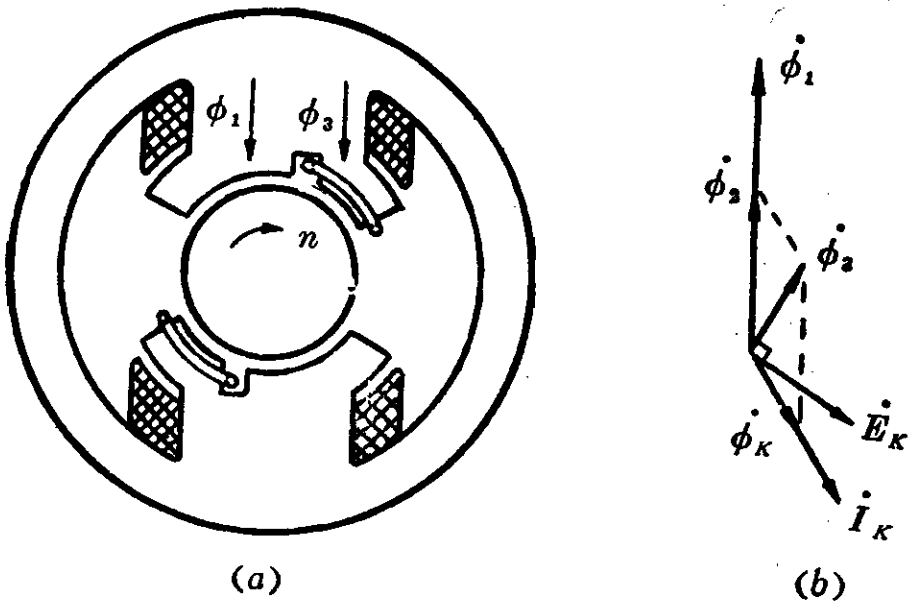
用短路铜环或短路线圈把部分磁极罩起来，这样的铜环或线圈就称罩极线圈。利用罩极线圈产生旋转磁场起动的单相电动机叫做罩极电动机。它的结构比较简单。

1．集中绕组的罩极电动机

这种电机的结构如图 10-14（*a*）所示，它的定子铁心与其它单相电机不同，做成凸极式。铁心由硅钢片迭压而成。每个极上绕有集中绕组，为主绕组。极面上的一边开有小槽，小槽中放着短路的铜环，把部分磁极（约占全部极面

积的 1/3）罩起来。

当主绕组中流过单相电流 i 以后，产生磁通，如图 10-14 (*a*) 所示，其中磁通 ϕ_1 是不穿过铜环的，它与主绕组中电流的相位一致，而另一部分磁通 ϕ_2 则要穿过铜环。穿过铜环部分的总磁通 $\dot{\phi}_3$ 是 $\dot{\phi}_2$ 和 $\dot{\phi}_K$ 的合成磁通，如图 10-14 (*b*) 所示。$\dot{\phi}_K$ 是铜环中流过的短路电流 $\dot{I}_K$ 产生，所以 $\dot{\phi}_K$ 与 $\dot{I}_K$ 同相位。$\dot{I}_K$ 滞后于 $\dot{E}_K$ 一个相位角。而 $\dot{E}_K$ 是磁通 $\dot{\phi}_3$ 在铜环中的感应电势，因此 $\dot{E}_K$ 在相位上落后于 $\dot{\phi}_3$ 为90°。由于 $\dot{\phi}_3$ 与 $\dot{\phi}_1$ 在空间分布以及在时间上都有相位差，使磁通在空间向一定的方向移动，具体地讲，即从磁极的未罩部分移向被罩部分。这是因为 $\dot{\phi}_1$ 在时间上领前于 $\dot{\phi}_3$，当极靴未罩部分磁通 $\dot{\phi}_1$ 达最大时，被罩部分的磁通 $\dot{\phi}_3$ 还较小，而当 $\dot{\phi}_1$ 减小后，$\dot{\phi}_3$ 才达到最大值。整个磁极中磁力线的中心线向被罩部分移动，相当于一个旋转磁场，因而能产生转矩，帮助电机起动。



(*a*)　　(*b*)

图　10-14

罩极电机产生旋转磁场的情形还可以通过图 10-15 来说明。图 10-15 (*a*) 是对应于主绕组电流 i 从 0 向上增加到 a 点这一段时间。这时磁极未罩部分的磁通 ϕ_1 较大，同时由于电流 i 及磁通上升得较快，在罩极短路线圈中就感应出较大的电流 I_K，它的方向与 i 相反，以反对短路线圈中磁通的增加，因此 ϕ_3 的数值不大。整个磁极的磁力线的中心，即图10-15 (*a*) 中的箭头 1，偏向未罩的部分。

图 10-15 (*b*) 是对应于电流 i 上升到接近顶部(a 至 b)而变化缓慢的一段时间，这时因电流 i 的变化率很小，它在短路线圈中感应的电流 I_K 便接近于零。整个磁极的磁力线接近均匀分布，其中心线，即图 10-15 (*b*) 中的箭头 2，位于整个磁极的中心。

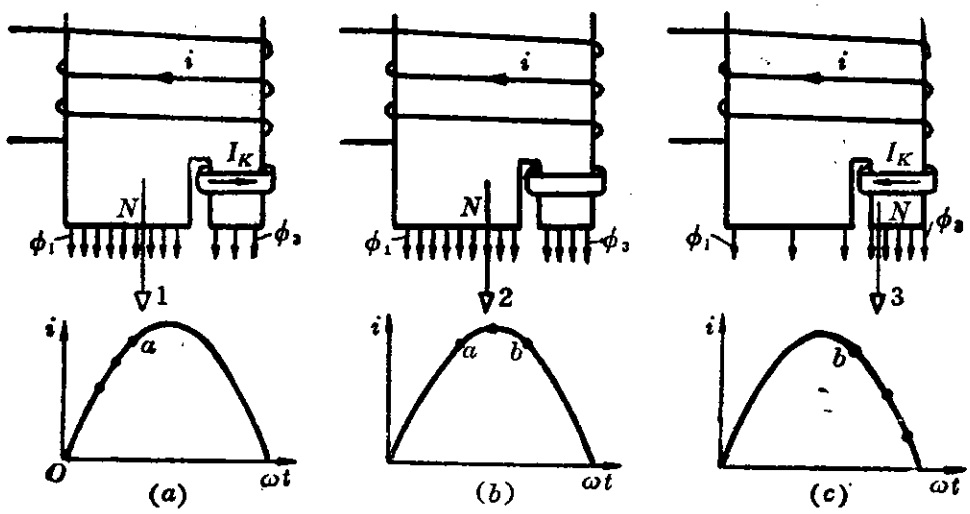


图 10-15

图 10-15 (*c*) 是对应于电流 i 下降到零 (b 至 0) 这一段时间。这时因电流下降，ϕ_1 的数值减小。同时由于电流及磁通减小得较快，在短路线圈中感应出较大的电流 I_K，其方向与 i 相同，力图保持短路线圈中原有的磁通不变，或者说

“反对原有磁通的减小”，因而ϕ_3的数量是比较大的。这样，整个磁极的磁力线的中心，即图10-15（c）中的箭头3，偏向于磁极上被短路线圈罩住的部分。

从而，随着电流i的变化，磁力线的中心线从磁极的未罩部分移向被罩部分，相当于有一个较小的旋转磁场，这样，在电机起动时也能产生一定的起动转矩，电机转子也就往这个方向转动。

2．分布绕组的罩极电机

这种电机的定子铁心与三相异步电机一样，是环形的硅钢片迭成的，上面有均匀分布的槽，槽中放有两套绕组，即主绕组和副绕组——起动绕组，它们都不是集中绕组，而是分布在一些定子槽中的分布绕组，如图10-16所示。主绕组与起动绕组在空间相隔一定的距离，一般约为45°电角度左右。主绕组的匝数较多；起动绕组的匝数较少，一般2至8匝，而导线较粗（常用ϕ1.5左右圆铜线）。起动绕组做成闭合的，所以也叫短路绕组，它的作用与前面讲的短路铜环一样，使穿过短路绕组部分的磁通在相位上落后于主绕组磁通一个角度，所以也能在气隙中产生一个旋转磁场。电机的转向是从主绕组转向短路绕组，因此下线时必须注意这两种绕组的相对

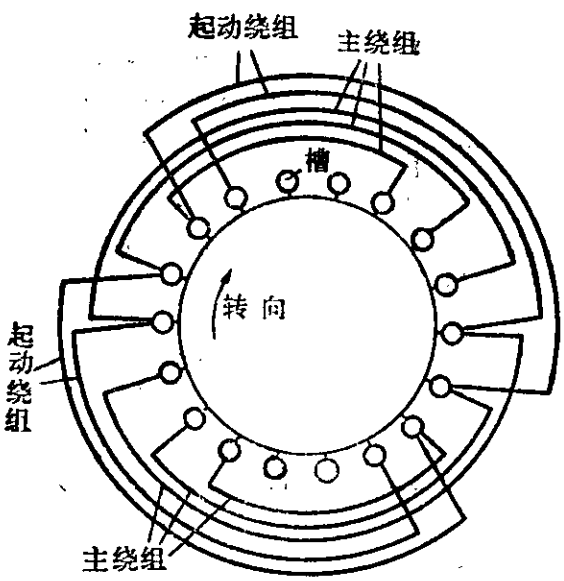


图 10-16

位置。

不论采用集中绕组或分布绕组来“罩极起动”，罩极电机的起动转矩都是较小的，只能在轻载起动，即在负载转矩小于或近于额定转矩的0.5倍的情况下起动。集中绕组罩极电机常用于电风扇、电唱机中，分布绕组罩极电机用于小型鼓风机。罩极电机结构简单，制造方便，经久耐用，但起动转矩不大，过载能力小，效率也低。

在今后的分析中，我们主要介绍前三种单相异步电动机，即：单相电容起动异步电动机、单相电阻起动异步电动机和单相电容运转异步电动机。

§10-6 单相异步电动机的容量等级与结构简介

一、容量等级

由于单相异步电动机只需要单相电源供电，因此被广泛的应用于日常生活、医疗器械及工业上的小型设备中。但由于它的各种经济性能指标都比较差，因此只做成小容量的。

新系列单相电阻起动异步电动机为*BO*系列，单相电容起动异步电动机为*CO*系列，单相电容运转异步电动机为*DO*系列。它们的技术数据详见附录Ⅳ中表-5、表-6及表-7。它们的容量等级如表10-2所示。在新系列单相异步电动机中，机座号是用中心高来表示的。在表10-2中，如果机座号为63，就表示电机转轴中心到底脚平面的距离——即中心高为63毫米。每一机座号有两种或三种不同长度的铁心，用铁心代号1、2或1、2、3表示。

表 10-2

机座号	铁心代号	BO 系列		CO 系列		DO 系列	
		$n_1=3000$	$n_1=1500$	$n_1=3000$	$n_1=1500$	$n_1=3000$	$n_1=1500$
		额定功率(瓦)		额定功率(瓦)		额定功率(瓦)	
45	1					15	8
	2					25	15
50	1					40	25
	2					60	40
56	1	60	40			90	60
	2	90	60			120	90
63	1	120	90			180	120
	2	180	120	180	120		180
	3	250	180	250	180		
71	1	370	250	370	250		
	2		370	550	370		
80	1			750	550		
	2				750		

注：n_1 为同步速，单位为转/分。

二、定、转子铁心

一般情况下，决定定子冲片外径的原则有下面两条：

(1) 根据国家标准的规定，单相异步电动机轴中心线的

高度有下面6种，即：45、50、56、63、71及80毫米。定子冲片外圆半径加机壳厚度不得大于上述的中心高。（2）为了工、模具的通用性及硅钢片的经济剪裁，定子冲片的外径应取标准值。目前采用的单相异步电动机定子冲片外径为ϕ71、ϕ80、ϕ90、ϕ102、ϕ120、ϕ138共六种。根据电机设计的知识我们知道：当定子冲片外径一定时，定子冲片内径越大、电机产生的功率也越大。但此时会带来下面两个不良后果：（1）当定子冲片外径一定时，增大定子冲片内径，势必会提高定子铁心的磁通密度，使定子铁心损耗增加。（2）定子槽面积会减少，使下线工艺困难。因此定子冲片内、外径的比值应有一个合理的数值范围。根据目前的生产水平，定子冲片内径D与外径D'的比值，一般在下列范围内选取

2极电机　$\frac{D}{D'}=0.5\sim0.55$

4极电机　$\frac{D}{D'}=0.54\sim0.62$

铁心长度l与定子铁心内径D的比值$\lambda=\frac{l}{D}$也有一个合理的数值范围。λ过大过小对材料的利用情况都是不利的，目前单相异步电动机的λ一般在0.75～1.1范围内选取。为了减少工模具，对应于一种定子冲片往往有两种或三种长度的铁心。如果一种冲片有两个长度，则长铁心λ值取上限，短铁心λ值取下限。如果一种冲片有三种长度，则长铁心将大于上限。

根据目前的制造水平，单相异步电动机的空气隙一般在下列范围内选取，即

$g=0.2\sim0.3$毫米

小电机取下限，大电机取上限。罩极电机气隙比一般单相异步电机气隙大，它的数值为

$$g = 0.3 \sim 0.4 \text{ 毫米}$$

气隙增大以后，功率因数及效率皆下降。极数愈多，这种影响也越显著。但定、转子齿磁通脉振将减少，表面损耗及磁噪声也随之减少。如果使用滑动轴承，由于可能产生偏心的缘故，气隙值须增加（10-20）%。

定、转子的槽数有一定的配合关系，定、转子槽数配合得不好，会带来下面一些不良后果：（1）产生附加的异步或同步转矩使起动过程发生困难。（2）产生一些附加的损耗而使效率降低。（3）会引起磁噪声。目前国内生产的单相异步电动机所采用的槽配合如表 10-3 所示。

表 10-3

极数	定子槽数	转子槽数	极数	定子槽数	转子槽数
2	12	15	4	12	15
	16	10		16	10
	18	12、15		18	15
	24	18、20、30		24	16、18、22、30
				36	26、34、42

三、绕组及起动元件

在单相异步电动机定子铁心中有两套绕组。一套是主绕组，也称为工作绕组或运行绕组。一套是副绕组，也称为起动绕组或次绕组。一般情况下，主、副绕组在空间位移 90°

电角度。就目前国内生产的单相异步电动机而言，大多数情况下，主、副绕组占有相等的槽数和采用相同的绕组型式。

根据第十三章的分析我们将知道，绕组通入电流以后，除了产生基波磁势外还有一系列谐波磁势，由谐波磁势产生的谐波转矩，会使起动过程发生困难。我们设计绕组的原则之一就是要尽可能的削弱谐波磁势。从第十三章的分析我们知道，单相电机的谐波要比三相电机严重，因此单相电机总是采用谐波分量比较少的所谓正弦绕组。目前单相电机采用的正弦绕组类型详见附录Ⅳ表-8。有关正弦绕组的计算方法则详见第十三章。

由于工作绕组是长时间接在电源上工作的，它的电流密度较低，约在5—8安/毫米^{2}之间。而起动绕组只在起动时接在电源上，是短时运行的，因而电流密度往往很高。电容起动副绕组的电流密度约在30—50安/毫米^{2}之间，电阻起动副绕组的电流密度约在80—90安/毫米^{2}之间，最高可达106安/毫米^2。

由于起动绕组是按照短时运行方式设计的，起动过程结束必须与电源脱离，以免烧坏。副绕组脱离电源的方法是借助于起动元件。起动元件有两种型式。目前普遍采用的仍然是离心开关，当转速升到（75—80）%额定转速时，离心开关动作，使副绕组脱离电源。但也有采用起动继电器的。起动继电器常装在接线盒里面，它的吸引线圈串在主绕组线路中。起动时较大的主绕组起动电流使继电器动作，将常开触点闭合，使副绕组接通电源。随着转速升高，主绕组中的电流减小，吸引线圈的吸引力也减小，减小到一定程度时继电

器便复位，触点断开，使起动绕组脱离电源。当然最简单的起动元件是电钮，它装在副绕组与电源的接线上，靠手工动作使副绕组通电和断电。

新系列单相异步电动机，主、副绕组的四个接线端用下列符号标志：主绕组 D_1、D_2；副绕组 F_1、F_2。下标“1”代表始端，下标“2”代表末端。

至于其他结构部件则同三相异步电动机完全一样。

小　结

不论是三相异步电动机还是单相异步电动机，它们能够转动的原因都是由于定子磁场切割转子导体，在转子导体中感应电势、产生电流，转子电流与定子磁场相作用而产生转矩，使转子旋转。因此研究定子磁场的性质，是了解电机工作原理与性能的基础。

对单相电容起动及电阻起动异步电动机而言，工作时定子上产生脉振磁势，而一个脉振磁势可以分解成两个转向相反的圆形旋转磁势，由于负序旋转磁势的制动作用，使得单相异步电动机的性能较差，它的效率、功率因数、过载能力等都小于同容量的三相异步电动机，而每千瓦消耗的材料又比三相异步电动机多。

对单相电容运转异步电动机而言，工作时定子上产生椭圆形旋转磁势，虽然椭圆形旋转磁势也可以分解成转向相反的两个圆形磁势，但这两个圆形磁势的幅值是不相等的。由于负序旋转磁势的幅值较小，制动作用较弱，因而性能有所改善。性能改善的程度，与负序磁场的强弱有关。如果能使

负序磁场等于零，则单相电容运转异步电动机的性能就与三相异步电动机差不多了。

在结构上，单相异步电动机同三相异步电动机的主要区别是绕组。由第十三章的分析可知，单相异步电动机产生的磁势中，谐波分量较多，严重影响起动性能，所以定子绕组总是采用谐波分量比较少的正弦绕组。

第十一章　单相电容运转异步电动机

单相电容运转异步电动机的线路如图10-8所示。它有两个特点：（1）定子上有两个绕组，是一个两相电机。但由于这两个绕组匝数不等，因此这个两相绕组是不对称的。（2）由于主、副绕组匝数不等，再加上副绕组回路中串有电容器，所以这两个回路的阻抗不等，使得电流$\dot{I}_m$及$\dot{I}_a$的幅值不相等，相位移可能也不是90°，因此是两相不对称电流。两相不对称电流通入到两相不对称绕组中，一般情况下产生的旋转磁势是椭圆形，这就大大增加了分析电机性能的困难。

从第一篇的分析我们知道，三相异步电动机在对称运行时得到的是一个圆形旋转磁势，对于圆形旋转磁势时异步电机的性能已进行了详细分析。为了能应用三相异步电动机的结论来分析单相异步电动机的性能，我们总是希望将单相电机中的椭圆形旋转磁势分解成两个圆形旋转磁势。有关这方面的问题在§10-1及§10-4中已进行了扼要介绍，如果要更进一步的进行定量计算，还必须借助于下面两个概念：（1）绕组折算——将不对称的两相绕组折算成对称的两相绕组。（2）对称分量法——将不对称的两相电流分解成对称的两相电流。

§11-1 绕组折算

在§4-3研究三相异步电动机等效电路时，我们已经应用过绕组折算的概念。对于一个具体的三相异步电动机转子绕组而言，它的相数、匝数、绕组系数与定子绕组的相数、匝数、绕组系数总是不相等的。但为了得到异步电动机的等效电路，我们假定转子绕组的相数、匝数、绕组系数与定子绕组的完全一样。也就是用一个和定子绕组完全一样的一个新绕组来代替原来的转子绕组，这就是转子绕组的折算。折算的目的仅仅是为了简化分析方法，得到异步电动机的等效电路，因此在折算前后定、转子之间的电磁过程不应改变。由于转子对定子的影响是通过转子磁势来实现的，要保证在转子绕组折算前后不影响定、转子之间的电磁过程，就是要保证在折算前后转子磁势不变。

同转子绕组折算的概念相类似，在分析单相电容运转异步电动机时，我们也总是将副绕组折算到主绕组。这是因为：由于主绕组与副绕组匝数不等，同一个数量的电流流过这两个绕组产生的磁势也不会相等，因此，即令是这两个绕组的电流是对称的，得到的仍然是一个椭圆形旋转磁势，而不是一个圆形旋转磁势，这给电机的性能计算带来了不少困难。

为了简化计算方法，我们总是将定子上的这一组不对称的两相绕组折算成对称的两相绕组。具体地讲，也就是用一个和主绕组具有相同匝数和绕组系数的一个新绕组来代替原来的副绕组。折算的目的仅仅是为了简化分析过程，使得在两

相电流对称的条件下，能得到一个圆形旋转磁势，因此在折算前后不应改变电机内部的电磁过程，也就是在折算前后不应改变副绕组的磁势。从式 3-12 可以看出，每相绕组产生的磁势正比于电流、匝数和绕组系数。在折算前后不改变副绕组的磁势，也就是在折算前后，副绕组这三个数量的乘积不变。令 I_a、W_a、k_a 分别代表折算前副绕组的电流、匝数和绕组系数，而 I'_a、W_m、k_m 分别代表折算后副绕组的电流、匝数和绕组系数，则

$$I'_a W_m k_m = I_a W_a k_a$$

即

$$I'_a = \frac{W_a\ k_a}{W_m\ k_m} I_a = kI_a \qquad (11—1)$$

I_a 是原来副绕组中的电流，I'_a 是经过折算以后副绕组中的电流。采用 I_a 时，主、副绕组匝数不等；而采用 I'_a 时，主、副绕组已完全一样。

$$k = \frac{W_a\ k_a}{W_m k_m} \qquad (11—2)$$

k 称为折算系数。$W_m k_m$ 及 $W_a\ k_a$ 分别为主、副绕组的有效匝数。因此折算系数就是副绕组与主绕组的有效匝数比。如果主、副绕组采用相同的绕组形式，此时主、副绕组的绕组系数便相等，因此

$$k = \frac{W_a}{W_m} \qquad (11—3)$$

经过折算以后，主、副绕组完全一样了，但这两个绕组中的电流仍然不对称，为了使电流对称，必须借助对称分量法。

§11-2 对称分量法

图 11-1 表示了 $\dot{I}'_a$ 与 $\dot{I}_m$ 之间的相位关系。由于副绕组中接有电容器，所以 $\dot{I}'_a$ 领前 $\dot{I}_m$ 一个角度。从图 11-1可以看出：在 $\dot{I}'_a$ 及 $\dot{I}_m$ 之间，它们的幅值既不相等，相位移也不是90°，所以是一组不对称的两相电流。

图 11-1

图 11-1 所表示的这组不对称电流，可用图 11-2 (*a*)、(*b*) 所表示的两组对称电流来代替。其中图 11-2 (*a*) 是一组正序电流，它的相序与原来非对称系统一致，是 $\dot{I}'_{a1}$ 领前 $\dot{I}_{m1}$。而图 11-2 (*b*) 是一组负序电流，它的相序与原来非对称系统相反，是 $\dot{I}'_{a2}$ 落后 $\dot{I}_{m2}$。从图 11-2 (*c*) 可以看出，将正序电流与负序电流相加，即可得到原来的一组非对称电流。也就是说，一组非对称的两相电流是可以分解成两组对称电流的。其中一组是正序电流，而另一组则为负序电流。

从图 11-2 所表示的相量关系可以看出

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}'_{a1} &= j\dot{I}_{m1}\\ \dot{I}'_{a2} &= -j\dot{I}_{m2}\end{aligned}\right\} \qquad (11—4)$$

$$\dot{I}'_a = \dot{I}_{a1}' + \dot{I}_{a2}' \qquad (11—5)$$

$$\dot{I}_m = \dot{I}_{m1} + \dot{I}_{m2} \qquad (11—6)$$

将式 11-4 代入式 11-5，得到

$$\dot{I}'_a = j(\dot{I}_{m1} - \dot{I}_{m2}) \qquad (11-7)$$

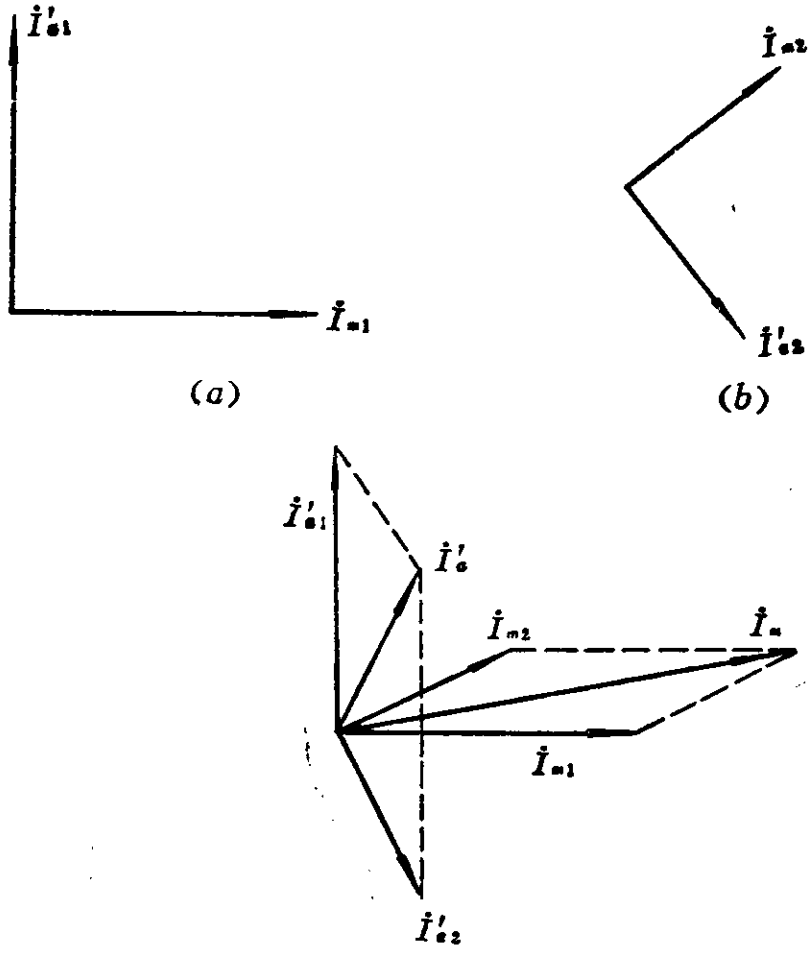


图 11-2

从式 11-6 及式 11-7 可以得到

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{m1}&=\frac{\dot{I}_m-j\dot{I}'_a}{2}\\ \dot{I}_{m2}&=\frac{\dot{I}_m+j\dot{I}'_a}{2}\end{aligned}\right\}\qquad(11—8)$$

知道了正序电流 $\dot{I}'_{a1}$、$\dot{I}_{m1}$ 和负序电流 $\dot{I}'_{a2}$、$\dot{I}_{m2}$ 以后，利用式 11-5 及式 11-6 的关系，可以求得非对称电流 $\dot{I}'_a$ 及 $\dot{I}_m$。同样，知道了非对称电流 $\dot{I}'_a$ 及 $\dot{I}_m$ 以后，也可以利用式

11-8 及式 11-4，求得正序电流 $\dot{I}'_a$、$\dot{I}_{m1}$ 和负序电流 $\dot{I}'_{a2}$、$\dot{I}_{m2}$。

主绕组及副绕组上的电压可能也是一个不对称的两相系统，也可以用上面介绍的方法进行分解。

§11-3 单相电容运转异步电动机的等效电路

一、等效电路

经过折算以后，主、副绕组完全一样，即原来不对称的两相绕组已折算成对称的两相绕组了。经过对称分量法进行分解以后，原来一组不对称的两相电流也由两组对称的电流来代替。正序电流流过对称的两相绕组产生正序圆形旋转磁场。负序电流流过对称的两相绕组产生负序圆形旋转磁场。这样就可以将单相电机产生的椭圆形旋转磁场当作两个圆形旋转磁场迭加的结果来研究。

在第一篇分析三相异步电动机时，异步电机在圆形磁场下的工作性能已进行了详细的研究。正序电流流过两相对称绕组产生正序圆形旋转磁势，这个情况同正常工作时的三相异步电动机完全一样，因此图 4-6 (*b*) 三相异步电动机的等效电路就是单相电机在正序情况下的等效电路。在单相电机的性能分析中，为了简化分析过程，往往将铁耗所对应的等值电阻 r_m 略去。这样单相电机在正序情况下的等效电路便如图 11-3 (*a*)、(*b*) 所示。其中图 11-3 (*a*) 是主绕组的正序等效电路，图 11-3 (*b*) 是副绕组回路的正序等效电路。

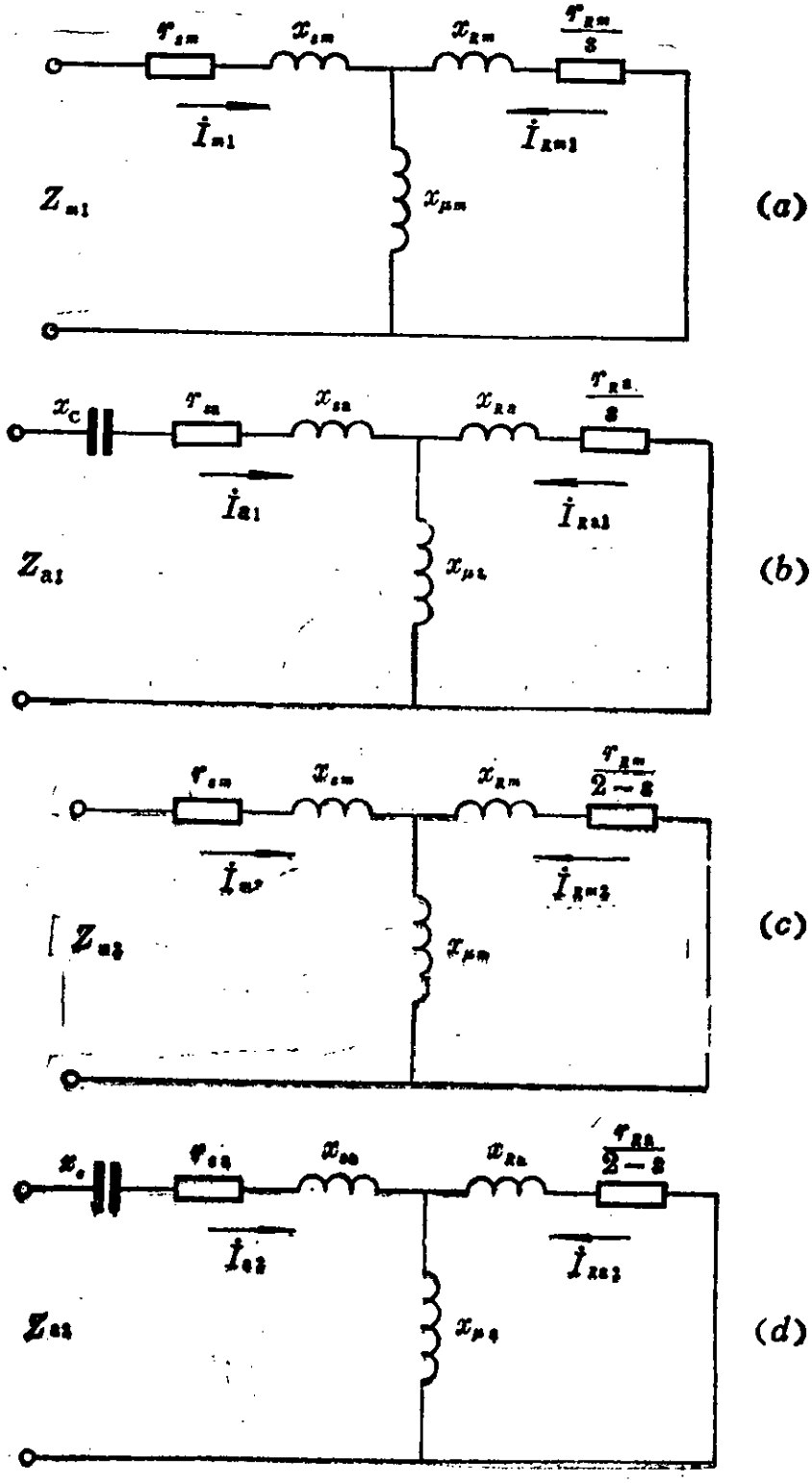


图 11-3

负序电流流过两相对称绕组时，便产生负序圆形旋转磁场。如同§10-2中所分析的情况一样，当正序的转差率为S时，负序的转差率便是$2-S$。因此，只要将图11-3(a)、(b)电路中的S用$2-S$来代替，就可以得到负序情况下的等效电路〔图11-3（c）、（d）〕。其中图11-3（c）是主绕组的负序等效电路，图11-3（d）是副绕组回路的负序等效电路。

在图11-3中，各符号代表的意义如下：

x_c——电容器c的电抗。

$r_{s.m}$、$x_{s.m}$——主绕组m的电阻和漏电抗。

$r_{s.a}$、$x_{s.a}$——副绕组a的电阻和漏电抗。

r_{Rm}、x_{Rm}——折算到主绕组m的转子绕组电阻和漏电抗。

r_{Ra}、x_{Ra}——折算到副绕组a的转子绕组电阻和漏电抗。

$x_{\mu m}$——主绕组m对应于气隙磁通的电抗。

$x_{\mu a}$——副绕组a对应于气隙磁通的电抗。

二、主、副绕组间的参数折算

在图11-3中，主、副绕组的等效电路分别用主、副绕组的参数来表示，而在实际计算时，副绕组的参数往往利用主绕组的参数来代替，方法如下。

1．定子漏抗

在主、副绕组所采用的绕组形式完全相同的情况下，漏抗与匝数的平方成正比，因此

$$\frac{x_{s.a}}{x_{s.m}}=\left(\frac{W_a}{W_m}\right)^2=k^2$$

所以 $$x_{1a}=k^2x_{1m} \tag{11-9}$$

2．定子电阻

如果主、副绕组的用铜量相等，绕组形式又一样，则主、副绕组导线截面积 S_m、S_a 必定与它们的匝数 W_m、W_a 成反比，即

$$\frac{S_m}{S_a}=\frac{W_a}{W_m}=k$$

令 l_w 表示每匝长度，则副绕组电阻为

$$r_{1a}=\rho\frac{l_wW_a}{S_a}=\rho\frac{l_wkW_m}{\frac{S_m}{k}}=k^2\left(\rho\frac{l_wW_m}{S_m}\right)$$

即 $$r_{1a}=k^2r_{1m} \tag{11-10}$$

式 11-9 及式 11-10 给出主、副绕组间电抗及电阻的折算关系，但必须指出，这种折算关系只有在主、副绕组具有完全相同的绕组形式以及用铜量相等的情况下才是正确的。

3．激磁电抗

激磁电抗 $x_{\mu a}$、$x_{\mu m}$ 与它们有效匝数的平方成正比，也就是与折算系数 k 的平方正比，即

$$\frac{x_{\mu a}}{x_{\mu m}}=k^2$$

所以 $$x_{\mu a}=k^2x_{\mu m} \tag{11-11}$$

4．转子电阻及电抗

从式 4-16 可以看出：折算到定子绕组以后的转子电阻正比于定子绕组有效匝数的平方。由于主、副绕组有效匝数不等，所以同一个转子电阻，折算到主绕组以后它的数值为 r_{Rm}〔图11-3(*a*)、(*c*)〕，折算到副绕组以后它的数值为 r_{Ra}〔图11-3(*b*)、(*d*)〕，两者之间的比值为

$$\frac{r_{Ra}}{r_{Rm}}=k^2$$

或
$$r_{Ra}=k^2r_{Rm} \tag{11-12}$$

同转子电阻一样，折算到定子绕组以后的转子电抗也是正比于定子有效匝数平方的，所以也存在下列关系

$$x_{Ra}=k^2x_{Rm} \tag{11-13}$$

有了式 11-9 至式 11-13 的关系以后，计算出主绕组等效电路中各项参数，即可得到副绕组等效电路中的各项参数，因此在图 11-3 中存在下列关系

$$\left.\begin{aligned}Z_{a1}&=Z_c+k^2Z_{m1}\\Z_{a2}&=Z_c+k^2Z_{m2}\end{aligned}\right\} \tag{11-14}$$

其中 $Z_c=r_c-jx_c$——电容器的阻抗。由于副绕组的参数很容易用主绕组的参数表示出来，所以仅研究主绕组的等效电路实际上已经足够了。

三、等效电路的简化

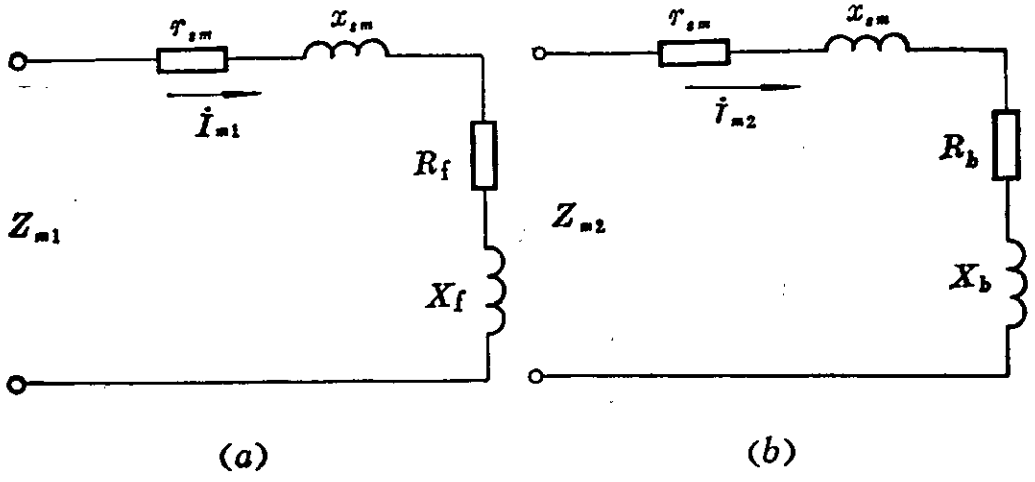
在图 11-3 中转子支路的阻抗与激磁支路的电抗是并联的，但为了实际应用的方便，往往用一等值的串联电路来代替，这样图 11-3 中主绕组的正序和负序等效电路便演变成图 11-4 所表示的形式。

根据一般电路的并联规律，比较图 11-3（a）和图 11-4（a）可以看出

$$R_f+jX_f=\frac{jx_{\mu m}\left(\frac{r_{Rm}}{s}+jx_{Rm}\right)}{\frac{r_{Rm}}{s}+j(x_{\mu m}+x_{Rm})}$$

$$= \frac{S x^2_{\mu m} r_{Rm}}{r^2_{Rm} + S^2 (x_{\mu m} + x_{Rm})^2}$$

$$+ j \frac{x_{\mu m} r^2_{Rm} + S^2 x_{\mu m} x_{Rm} (x_{\mu m} + x_{Rm})}{r^2_{Rm} + S^2 (x_{\mu m} + x_{Rm})^2}$$



(a) (b)

图 11-4

所以

$$R_f = \frac{S x^2_{\mu m} r_{Rm}}{r^2_{Rm} + S^2 (x_{\mu m} + x_{Rm})^2} \tag{11-15}$$

$$X_f = \frac{x_{\mu m} r^2_{Rm} + S^2 x_{\mu m} x_{Rm} (x_{\mu m} + x_{Rm})}{r^2_{Rm} + S^2 (x_{\mu m} + x_{Rm})^2} \tag{11-16}$$

比较图 11-3 (*a*) 和图 11-3 (*c*) 可以看出，只要将正序网络中的 S 用 $2-S$ 来代替，就可以得到负序网络。因此，只要将式 11-15 及式 11-16 中的 S 用 $2-S$ 来代替，就可以得到 R_b、X_b，它们分别为

$$R_b = \frac{(2-S) x^2_{\mu m} r_{Rm}}{r^2_{Rm} + (2-S)^2 (x_{\mu m} + x_{Rm})^2} \tag{11-17}$$

$$X_b = \frac{x_{\mu m} r^2_{Rm} + (2-S)^2 x_{\mu m} x_{Rm} (x_{\mu m} + x_{Rm})}{r^2_{Rm} + (2-S)^2 (x_{\mu m} + x_{Rm})^2} \tag{11-18}$$

在第一篇中，三相电机的一些主要性能是从三相电机的

等效电路中推导出来的。同三相电机类似，单相电机的一些主要性能也可利用单相电机的等效电路进行计算。下面我们研究电流和转矩的计算方法。

§11-4 单相电容运转异步电动机的电流和转矩

一、电流

式11-5及式11-6告诉我们：主、副绕组中的总电流等于主、副绕组中正序电流与负序电流之和。同电流情况一样，主、副绕组回路上的总电压也等于主、副绕组回路中正序电压与负序电压之和，即：

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_m &= \dot{U}_{m1} + \dot{U}_{m2}\\ \dot{U}_a &= \dot{U}_{a1} + \dot{U}_{a2}\end{aligned}\right\} \tag{11-19}$$

从图10-8可以看出：主、副绕组上的电压都是电源电压，即

$$\dot{U}_m = \dot{U}_a = \dot{U} \tag{11-20}$$

根据等效电路（图11-3）可以知道

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_{m1} &= \dot{I}_{m1}Z_{m1}\\ \dot{U}_{m2} &= \dot{I}_{m2}Z_{m2}\end{aligned}\right\} \tag{11-21}$$

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_{a1} &= \dot{I}_{a1}Z_{a1}\\ \dot{U}_{a2} &= \dot{I}_{a2}Z_{a2}\end{aligned}\right\} \tag{11-22}$$

根据式11-4我们知道：$\dot{I}'_{a1} = j\dot{I}_{m1}$，$\dot{I}'_{a2} = -j\dot{I}_{m2}$。考虑到式11-1所给出的关系，可以得到

$$\left.\begin{aligned}\dot{I}_{a1}&=\frac{1}{k}\dot{I}'_{a1}=j\frac{1}{k}\dot{I}_{m1}\\ \dot{I}_{a2}&=\frac{1}{k}\dot{I}'_{a2}=-j\frac{1}{k}\dot{I}_{m2}\end{aligned}\right\}\qquad(11\text{-}23)$$

将式 11-23 代入式 11-22，得到

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_{a1}&=j\frac{1}{k}\dot{I}_{m1}Z_{a1}\\ \dot{U}_{a2}&=-j\frac{1}{k}\dot{I}_{m2}Z_{a2}\end{aligned}\right\}\qquad(11\text{-}24)$$

将式 11-20、式 11-21 及式 11-24 代入式 11-19 中，得到

$$\dot{U}=\dot{I}_{m1}Z_{m1}+\dot{I}_{m2}Z_{m2}\qquad(11\text{-}25)$$

$$\dot{U}=j\frac{1}{k}\dot{I}_{m1}Z_{a1}-j\frac{1}{k}\dot{I}_{m2}Z_{a2}\qquad(11\text{-}26)$$

从式 11-25 及式 11-26 即可解得电流，它们为

$$\dot{I}_{m1}=\dot{U}\frac{Z_{a2}-jkZ_{m2}}{Z_{m1}Z_{a2}+Z_{m2}Z_{a1}}\qquad(11\text{-}27)$$

$$\dot{I}_{m2}=\dot{U}\frac{Z_{a1}+jkZ_{m1}}{Z_{m1}Z_{a2}+Z_{m2}Z_{a1}}\qquad(11\text{-}28)$$

将式 11-27 及式 11-28 中主绕组的正、负序电流代入式 11-4，可以求得副绕组的正、负序电流。将主、副绕组中的正、负序电流代入式 11-5 及式 11-6，便可以得到主、副绕组中的总电流。

二、电磁转矩

式 4-35 告诉我们，要求三相异步电动机的电磁转矩，首先要知道三相异步电动机的电磁功率。同三相情况一样，要求单相异步电动机的电磁转矩，首先也要求出单相异步电动机的电磁功率。

式 4-25 告诉我们，三相异步电动机的电磁功率等于转子回路等值电阻$\frac{r_2}{S}$上的电功率（图 4-6）。在单相电机中存在着正序旋转磁场和负序旋转磁场，因此单相电机中存在着正序电磁功率和负序电磁功率。同三相情况类似，正序和负序的电磁功率分别是转子回路正序等值电阻$\frac{r_R}{S}$和负序等值电阻$\frac{r_R}{2-S}$上的电功率（图 11-3）。

由于正序旋转磁场产生正向转矩，而负序旋转磁场产生反向转矩，电机中总转矩应等于正向转矩与反向转矩之差。所以电机中的有效电磁功率 P_M 也应等于正序电磁功率 P_{M1} 与负序电磁功率 P_{M2} 之差，即：

$$P_M = P_{M1} - P_{M2} \tag{11-29}$$

根据图 11-3 可以分别计算出有关的正序电磁功率及负序电磁功率，因此

$$\begin{aligned} P_M &= P_{M1} - P_{M2} \\ &= \left(I_{Rm1}^2 \frac{r_{Rm}}{S} + I_{Ra1}^2 \frac{r_{Ra}}{S} \right) \\ &\quad - \left(I_{Rm2}^2 \frac{r_{Rm}}{2-S} + I_{Ra2}^2 \frac{r_{Ra}}{2-S} \right) \end{aligned}$$

考虑到折算关系以后，可以得到

$$\begin{aligned} P_M &= \left[I_{Rm1}^2 \frac{r_{Rm}}{S} + \left(\frac{1}{k} I_{Rm1} \right)^2 \frac{k^2 r_{Rm}}{S} \right] \\ &\quad - \left[I_{Rm2}^2 \frac{r_{Rm}}{2-S} + \left(\frac{1}{k} I_{Rm2} \right)^2 \frac{k^2 r_{Rm}}{2-S} \right] \\ &= 2 I_{Rm1}^2 \frac{r_{Rm}}{S} - 2 I_{Rm2}^2 \frac{r_{Rm}}{2-S} \end{aligned} \tag{11-30}$$

在式 11-30 中，I_{Rm1} 及 I_{Rm2} 分别代表主绕组正序网络及负序网络中的转子电流（图 11-3）。对单相异步电动机而言，I_{Rm1} 及 I_{Rm2} 的求导是比较麻烦的，因此下面我们进一步将式 11-30 推演成以主、副绕组总电流来表示的形式。

如果我们将图 11-3(*a*)及(*c*)同图 11-4 进行对比，可以看出：当铁耗略去不计（即 $r_m=0$）时，在电阻 $\frac{r_{Rm}}{S}$ 上通有电流 I_{Rm1} 所产生的功率，等于在电阻 R_f 上通有电流 I_{m1} 所产生的功率。在电阻 $\frac{r_{Rm}}{2-S}$ 上通有电流 I_{Rm2} 所产生的功率，等于在电阻 R_b 上通有电流 $\dot{I}_{m2}$ 所产生的功率，所以式 11-30 也可以写成下面的形式

$$P_M = 2I_{m1}^2 R_f - 2I_{m2}^2 R_b \tag{11-31}$$

而式 11-8 告诉我们

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{m1} &= \frac{\dot{I}_m - j\dot{I}'_a}{2} \\ \dot{I}_{m2} &= \frac{\dot{I}_m + j\dot{I}'_a}{2} \end{aligned}\right\} \tag{11-32}$$

式 11-32 所表示的相量关系如图 11-5(*a*)所示。在图 11-5(*b*)中，$(\dot{I}_m - j\dot{I}_a)$ 的幅值为 $\overline{OA}$。根据余弦定理 $a^2=b^2+c^2-2bc\cos A$ 可以得到

$$\begin{aligned} \overline{OA}^2 &= I_m^2 + I_a'^2 - 2I_m I'_a \cos\angle 1 \\ &= I_m^2 + I_a'^2 - 2I_m I'_a \cos[180-(90-\varphi)] \\ &= I_m^2 + I_a'^2 - 2I_m I'_a \cos(90+\varphi) \\ &= I_m^2 + I_a'^2 + 2I_m I'_a \sin\varphi \end{aligned}$$

所以

$$I_{m1}^2 = \left(\frac{\overline{OA}}{2}\right)^2$$

$$= \frac{1}{4}(I_m^2 + I_a'^2 + 2I_m I_a' \sin\varphi) \qquad (11\text{-}33)$$

根据同样的方法，可以推出

$$I_{m2}^2 = \frac{1}{4}(I_m^2 + I_a'^2 - 2I_m I_a' \sin\varphi) \qquad (11\text{-}34)$$

其中 φ 是主、副绕组电流 $\dot{I}_m$ 与 $\dot{I}_a'$ 间的夹角（图 11-5）。

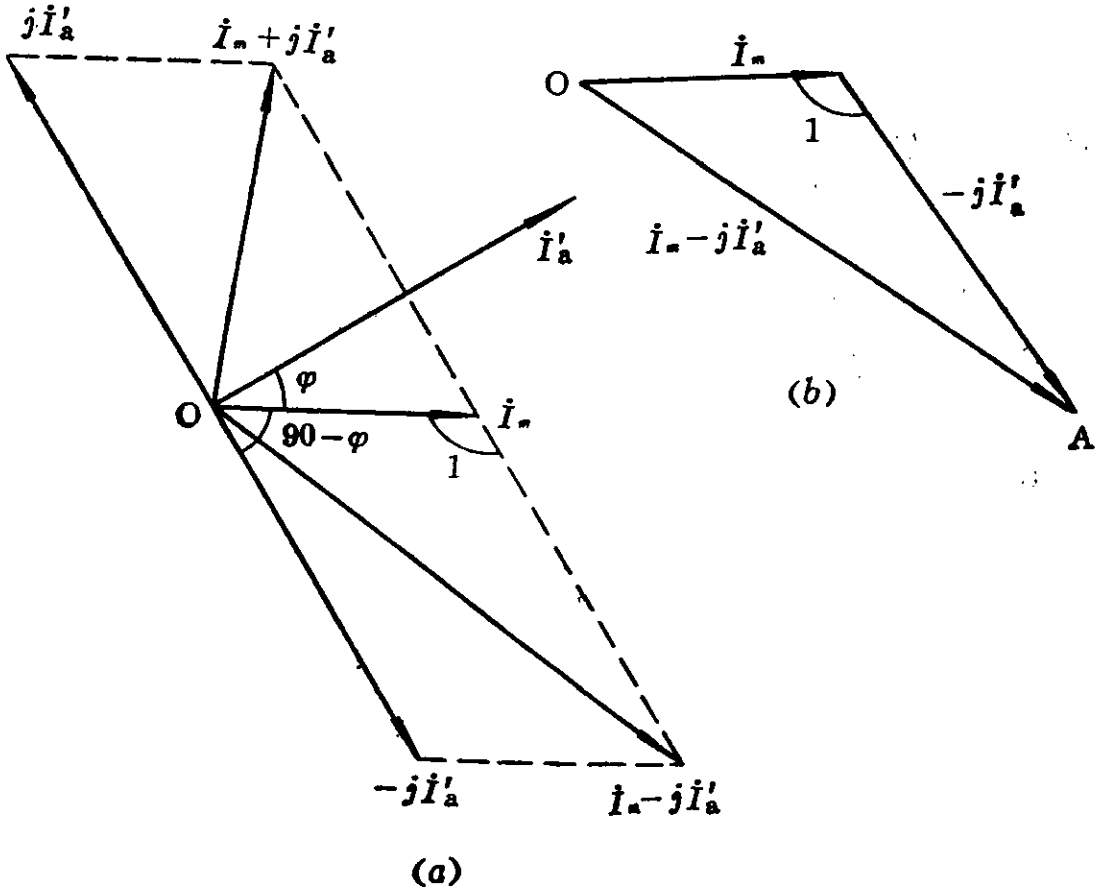


图 11-5

将式 11-33 及式 11-34 代入式 11-31 即可得到以主、副绕组总电流表示的电磁功率公式

$$P_M = 2I_{m1}^2 R_f - 2I_{m2}^2 R_b$$

$$= 2 \times \frac{1}{4}(I_m^2 + I_a'^2 + 2I_m I_a' \sin\varphi) R_f$$

$$-2\times\frac{1}{4}(I_m^2+I_a'^2-2I_mI_a'\sin\varphi)R_b$$

即
$$P_M=\frac{1}{2}(I_m^2+I_a'^2)(R_f-R_b)$$
$$+I_mI_a'(R_f+R_b)\sin\varphi \qquad (11\text{-}35)$$

根据式 4-35 我们知道电磁转矩应为

$$M=\frac{P_M}{\Omega_1}\ (\text{牛}\cdot\text{米})$$

或者
$$M=\frac{60P_M}{9.81\times2\pi n_1}=0.974\frac{P_M}{n_1}\ (\text{公斤}\cdot\text{米})$$

(11-36)

不同的设计程序中，电磁转矩的公式形式可能不一样，但基本思路都是先利用式 11-27、式 11-28 及式 11-4、式 11-5、11-6 求出电流，而后将电流代入式 11-35 及式 11-36 求出转矩。

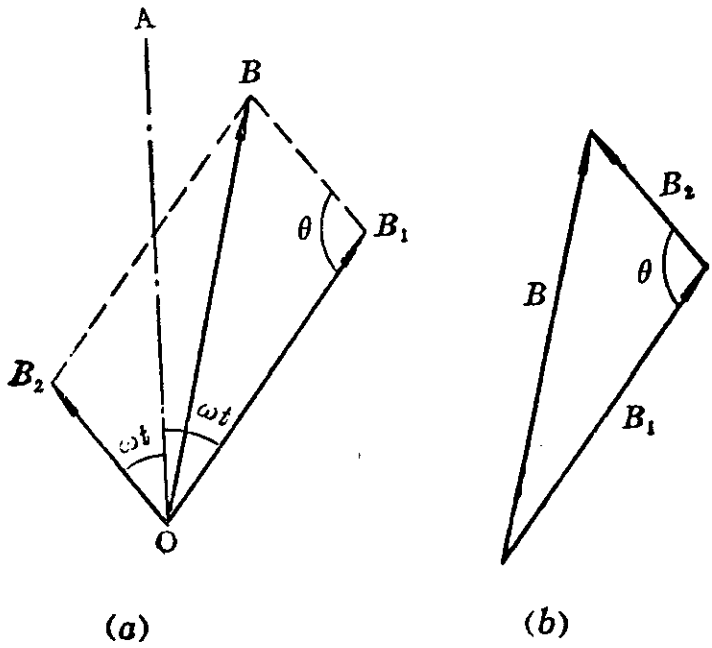
§11-5 单相异步电动机的损耗计算

同一般正常运行的三相异步电动机一样，单相异步电动机的基本损耗也分为下面四类，即：定子电阻损耗、转子电阻损耗、铁心损耗及机械损耗。其中定子电阻损耗及机械损耗的分析计算方法同三相异步电机完全一样，下面仅就铁心损耗及转子电阻损耗的分析计算方法，作一简单介绍。

一、铁心损耗

铁心损耗是由于磁通在铁心中交变而引起的。正常工作的三相异步电动机中是圆形旋转磁场，而一般情况下，单相异

步电动机中是椭圆形旋转磁场，计算椭圆形磁场铁耗的方法，与计算圆形磁场铁耗的方法不同，下面进行分析。



(a)　　(b)

图　11-6

图 11-6(a)表示出两个旋转方向相反的圆形旋转磁场 B_1（正序磁场）和 B_2（负序磁场）。B_1、B_2 的幅值不等、转向相反，两者合成起来就是电机中的椭圆形旋转磁场 B（参考图10-9）。正、负序磁场的空间旋转角速度相同，都等于 ω，每一磁场离起始位置（垂直线 OA）的角度为 ωt，B_1、B_2 间的夹角为 $2\omega t$。在图 11-6(b)中，B_1 与 B_2 相加得到合成磁场 B。根据余弦定理我们得到

$$B^2 = B_1^2 + B_2^2 - 2B_1B_2\cos\theta \qquad (11\text{-}37)$$

根据图 11-6(a)中的几何关系，

$$\theta = 180 - 2\omega t \qquad (11\text{-}38)$$

将式 11-38 代入式 11-37 中，得到

$$B^2 = B_1^2 + B_2^2 - 2B_1B_2\cos(180 - 2\omega t)$$

$$B^2 = B_1^2 + B_2^2 + 2B_1B_2\cos 2\omega t \qquad (11\text{-}39)$$

在向量 B_1、B_2 旋转一圈的过程中，B^2 的平均值为

$$(B^2)_{平均} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi}(B_1^2 + B_2^2 + 2B_1B_2\cos 2\omega t)\,d(\omega t)$$

即

$$(B^2)_{平均} = B_1^2 + B_2^2 \qquad (11\text{-}40)$$

由于铁心损耗正比于磁通密度的平方，因此，椭圆磁场产生的铁耗 P_c 正比于 $(B^2)_{平均}$，正序磁场产生的铁耗 P_{c1} 正比于 B_1^2，负序磁场产生的铁耗 P_{c2} 正比于 B_2^2。根据式 11-40 的关系，我们得到

$$P_c = P_{c1} + P_{c2} \qquad (11\text{-}41)$$

即椭圆形磁场产生的铁耗等于相对应的正序磁场铁耗与负序磁场铁耗之和。

二、转子电阻损耗与机械功率

式 4-33 告诉我们：在三相异步电动机中，电磁功率与转差率的乘积等于转子上的电阻损耗，这个关系也是我们分析单相异步电动机转子电阻损耗的基础。

在单相电动机中存在着正序旋转磁场与负序旋转磁场，根据式 11-31 我们知道，由正序磁场传送到转子的电磁功率 P_{M1} 和由负序磁场传送到转子的电磁功率 P_{M2} 分别为

$$P_{M1} = 2I_{m1}^2 R_f \qquad (11\text{-}42)$$

$$P_{M2} = 2I_{m2}^2 R_b \qquad (11\text{-}43)$$

从 § 10-2 的分析我们知道，正序转差率为 S，负序转差率为 $2-S$。电磁功率与转差率的乘积对应于转子电阻损耗。故转子正序电流产生的电阻损耗 P_{Rcu1} 与负序电流产生的电阻损

耗 p_{Rcu2} 分别为

$$p_{Rcu1} = P_{M1}S = 2I_{m1}^2 R_f S \tag{11-44}$$

$$p_{Rcu2} = P_{M2}(2-S) = 2I_{m2}^2 R_b(2-S) \tag{11-45}$$

对正常运行的三相异步电动机而言，转子电阻损耗是由电磁功率供给的。也就是从传送到转子的总电磁功率中，减去转子电阻损耗，剩下来的就是转子所能产生的总机械功率。这个关系在单相异步电机中却没有如此简单。由于 $S<1$，因此从式 11-43 与式 11-45 的对比中可以看出，对负序而言，转子电阻损耗 p_{Rcu2} 比电磁功率 P_{M2} 还大。也就是说，负序的电磁功率 P_{M2} 不足以补偿负序电流在转子中产生的电阻损耗，不足的功率为

$$p_{Rcu2} - P_{M2} = 2I_{m2}^2 R_b(2-S) - 2I_{m2}^2 R_b = 2I_{m2}^2 R_b(1-S) \tag{11-46}$$

这一份功率必须由正序电磁功率来补偿。因此从正序电磁功率 P_{M1} 中减去正序转子电阻损耗以后，还要再减去（$p_{Rcu2}-P_{M2}$），最后剩下的功率才是转子总的机械功率 P_Ω。即

$$\begin{aligned} P_\Omega &= P_{M1} - p_{Rcu1} - (p_{Rcu2} - P_{M2}) \\ &= 2I_{m1}R_f - 2I_{m1}^2 R_f S - 2I_{m2}^2 R_b(1-S) \\ &= 2I_{m1}^2 R_f(1-S) - 2I_{m2}^2 R_b(1-S) \\ &= (2I_{m1}^2 R_f - 2I_{m2}^2 R_b)(1-S) \end{aligned} \tag{11-47}$$

即

$$P_\Omega = (P_{M1} - P_{M2})(1-S) = P_M(1-S) \tag{11-48}$$

如果将式 11-48 同式 4-27 进行对比可以看出，不论是三相异步电动机还是单相异步电动机，电磁功率与（1—S）

的乘积都等于转子所能产生的机械功率。不过在三相异步电动机中，这个电磁功率就是由旋转磁场传送到转子上的电功率。而在单相异步电动机中，由于负序磁场的制动作用，有效电磁功率应等于正、负序电磁功率之差。

§11-6 产生圆形旋转磁场的条件

一般情况下，单相异步电动机两相绕组的运行情况总是不对称的，因而产生一个椭圆形旋转磁势。椭圆形旋转磁势又可以分解为正序圆形旋转磁势及负序圆形旋转磁势。由于负序磁场的制动作用，使输出功率减少、损耗增加、电机性能变坏。因此我们希望在电机内部产生一个圆形旋转磁势，而不要产生一个椭圆形旋转磁势。也就是说应使负序旋转磁势为零，即负序电流为零。从式 11-28 可知，此时的条件是

$$Z_{e1} + jkZ_{m1} = 0 \tag{11-49}$$

从图 11-4(*a*) 可知

$$\begin{aligned} Z_{m1} &= (r_{sm} + R_f) + j(x_{\sigma m} + X_f) \\ &= r_{m1} + jx_{m1} \end{aligned} \tag{11-50}$$

式中：$r_{m1} = r_{sm} + R_f$，$x_{m1} = x_{\sigma m} + X_f$ 分别为主绕组正序等效电路的总电阻及总电抗。

从式 11-14 可知

$$\begin{aligned} Z_{e1} &= Z_c + k^2 Z_{m1} \\ &= (k^2 r_{m1} + r_c) + j(k^2 x_{m1} - x_c) \end{aligned} \tag{11-51}$$

将式 11-50 及式 11-51 代入式 11-49 中，得到

$$(k^2 r_{m1} + r_c) + j(k^2 x_{m1} - x_c) + jk(r_{m1} + jx_{m1}) = 0$$

实部与虚部应分别等于零，即

$$k^2 r_{m1} + r_c - k x_{m1} = 0 \tag{11-52}$$

$$k^2 x_{m1} - x_c + k r_{m1} = 0 \tag{11-53}$$

实际上电容器的电阻是很小的，可令 $r_c = 0$。从式 11-52 可以解得匝数比为

$$k = \frac{x_{m1}}{r_{m1}} = \mathrm{tg}\varphi_m \tag{11-54}$$

从式 11-53 可以解得容抗为

$$x_c = k^2 x_{m1} + k r_{m1} \tag{11-55}$$

将式 11-54 代入式 11-55，容抗也可写成下面的形式

$$x_c = k^2 x_{m1} + x_{m1} = (k^2 + 1) x_{m1} \tag{11-56}$$

从折算关系可知，$k^2 x_{m1}$ 实际上就是副绕组等效电路的总电抗 $x_{\bullet 1}$，因此容抗又可以写成下面的形式

$$x_c = x_{\bullet 1} + x_{m1} \tag{11-57}$$

即容抗应等于主、副绕组等效电路总感抗之和。我们只要根据式 11-54 来选取匝数比，根据式 11-55、式 11-56 或式 11-57 来选取容抗，就可以得到一个圆形旋转磁场，使电机性能得到改善。但是从式 11-15 及式 11-16 可以看出，R_f、X_f 是随转差率而变化的，因此 r_{m1} 及 x_{m1} 也要随转差率而变化，所以式 11-54 至式 11-57 只能在某一确定的转差率 S 下成立，因而在其他转速下磁场还是椭圆形的。所以电容运转单相异步电动机如选定在额定转速下产生圆形旋转磁场，以改善工作性能，那起动时磁场一定是椭圆形的，起动性能就比较差。

容抗 x_c 决定以后，便可以用下式计算电容量 C

$$C = \frac{10^6}{2\pi f x_c} \text{（微法）} \tag{11-58}$$

小　结

一般情况下，单相电容运转异步电动机的两相绕组运行情况总是不对称的，因而电机内部产生的旋转磁势是椭圆形，而非圆形。为了能应用三相异步电动机的一些结论来分析单相异步电动机的性能，我们总是希望将这个椭圆形旋转磁势分解成两个圆形旋转磁势。为此必须先进行绕组折算，即将不对称的两相绕组折算成对称的两相绕组。经过绕组折算以后，两相电流仍然是不对称的。因此再用对称分量法，将这组不对称的两相电流分解成对称的两相电流。对称的两相电流流入对称的两相绕组中便产生圆形旋转磁势，这种情况同三相异步电动机一样，所以三相异步电动机的等效电路也适用于单相异步电动机。但须要注意的是：单相异步电动机中除了正序圆形旋转磁场外，还有负序圆形旋转磁场，所以单相异步电动机除了正序等效电路外，还有负序等效电路。正序等效电路相当于异步机的电动机运行状态，而负序等效电路相当异步机的制动运行状态。

三相异步电动机的性能可以由等效电路计算出来，同样，单相异步电动机的性能也可以由等效电路计算出来。主要的区别是：单相电机中正序及负序旋转磁场都要影响电机的性能，所以正序及负序等效电路联合应用才能求出电机的性能。而三相异步电机中只有一个正序旋转磁场，因此也只有一个等效电路，只用这个等效电路即可求出电机的性能，整个计算过程要比单相电机简单得多。

在 §11-4 及 §11-5 中我们分析了单相电容运转异步电

动机的电流、转矩及损耗的计算方法。目的有两个：其一是电流、转矩及损耗是电机的主要性能，对它们的计算方法应该有所了解；其二是通过这些内容的分析，了解等效电路的应用。

由于负序磁场的制动作用，单相异步电动机的所有经济性能指标都低于同容量的三相异步电动机。为了改善性能，我们希望负序磁场为零，也就是希望电机内部产生一个圆形旋转磁场。保证产生圆形旋转磁场的方法是：正确的选择主、副绕组匝数比及电容量。须要注意的是：匝数比及电容量既经选定后，只在某一转速下磁场才是圆形的，而在其他转速下磁场又成为椭圆形的了。

第十二章　单相电容起动及单相电阻起动异步电动机

正常运行时，不论是单相电容起动还是单相电阻起动异步电动机，都只有一个主绕组单独进行工作，因此这两种电机的工作性能是完全相同的。同其他类型异步电动机一样，计算这两种电机工作性能时，也是借助于它们的等效电路。

§12-1　等效电路

单相电容起动或单相电阻起动异步电动机可以看成单相电容运转异步电动机的一种特例进行分析。当电容运转电动机的副绕组在运行时断开，就是电容起动或电阻起动电动机的正常工作情况。根据这样一个基本思想可以推导出这两种电机的等效电路。

从式 11—5 可知

$$\dot{I}_a = \dot{I}_{a1} + \dot{I}_{a2} \tag{12-1}$$

由于副绕组断开，所以$\dot{I}_a = 0$，因此根据式 12-1 可以判断出

$$\dot{I}_{a1} = -\dot{I}_{a2} \tag{12-2}$$

将式 12-2 的关系代入式 11-4，可以得到

$$\dot{I}_{m1} = \dot{I}_{m2} \tag{12-3}$$

将式 12-3 代入式 11-25，可以得到

$$\dot{I}_{m1}=\dot{I}_{m2}=\frac{\dot{U}}{Z_{m1}+Z_{m2}} \tag{12-4}$$

根据式 11-6 可以得到主绕组的总电流

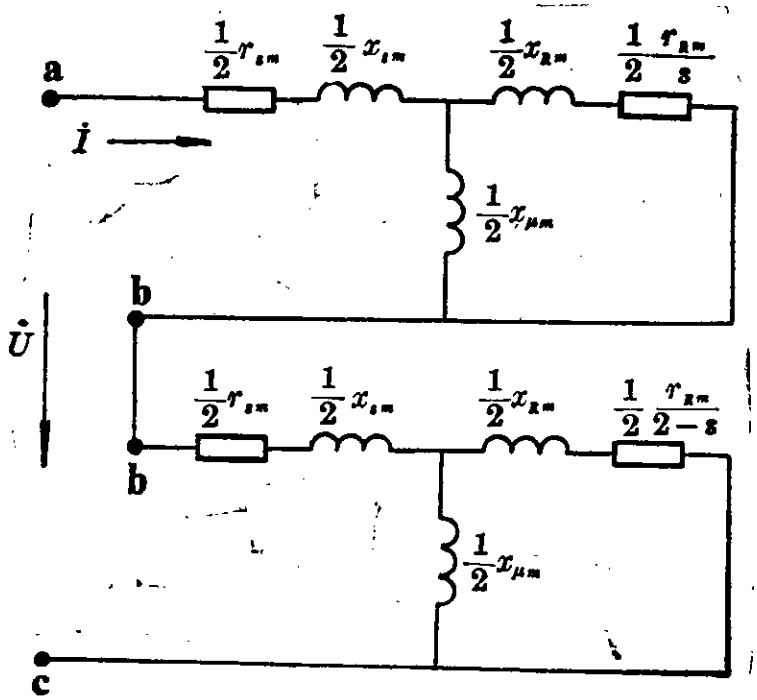
$$\begin{aligned}\dot{I}_m&=\dot{I}_{m1}+\dot{I}_{m2}\\&=\frac{2\dot{U}}{Z_{m1}+Z_{m2}}=\frac{\dot{U}}{\frac{1}{2}Z_{m1}+\frac{1}{2}Z_{m2}}\end{aligned} \tag{12-5}$$

参考图 11-3(a)及(c)，根据式 12-5 可以画出这两种电机在主绕组单独工作时的等效电路，如图 12-1 (a) 所示。在图 12-1(a)中，$a-b$ 段相当于正序系统三相异步电动机的等效电路，$b-c$ 段相当于负序系统三相异步电动机的等效电路，将正、负序等效电路串联起来就是主绕组单独工作时的等效电路。

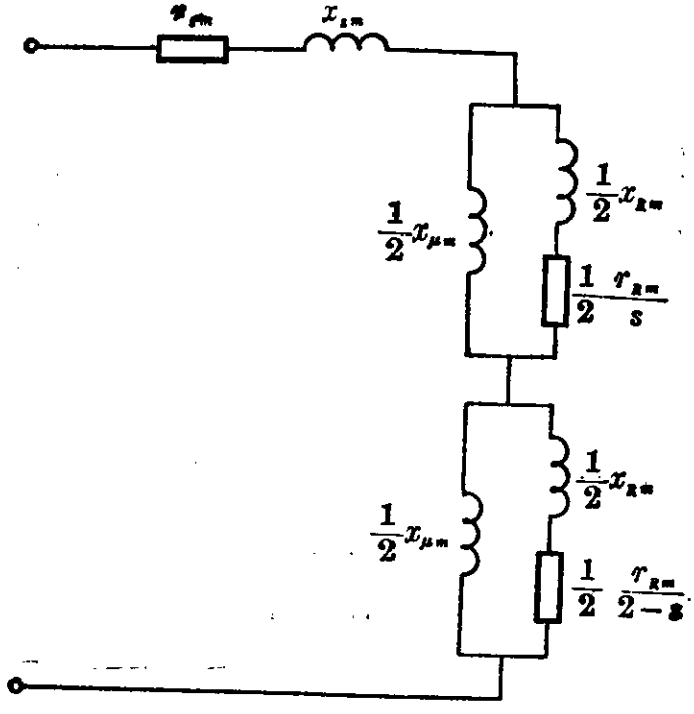
图 12-1(a)等效电路的物理意义是很好解释的。由于图 10-1 的单相工作绕组可以等效地看成是图 10-5 所示的由两个三相绕组串联组成。上面一组三相绕组与转子组成了一台正序系统的三相异步电动机，它的等效电路与图 12-1(a) 中的 a—b 段相对应。下面一套三相绕组与转子组成了一台负序系统的三相异步电动机，它的等效电路与图 12-1(a) 中的 b—c 段相对应。既然单相绕组与这两套三相绕组等效，所以单相电机的等效电路是由这两个正、负序电路串联组成。

将图 12-1(a)进行简单地变换，即可得到图 12-1(b)，它是通常采用的主绕组单独工作时单相异步电动机的等效电路。

图 12-1(b)的等效电路有时也表示成图 12-2 的形式。在这两个图形中，定子边的参数不变，都是 r_{1m}、x_{1m}。但激磁


a
b
b
c
$\dot{I}$
$\dot{U}$
$\frac{1}{2}r_{1m}$
$\frac{1}{2}x_{1m}$
$\frac{1}{2}x_{2m}$
$\frac{1}{2}\frac{r_{2m}}{s}$
$\frac{1}{2}x_{\mu m}$
$\frac{1}{2}\frac{r_{2m}}{2-s}$

(a)


r_{1m}
x_{1m}
$\frac{1}{2}x_{2m}$
$\frac{1}{2}x_{\mu m}$
$\frac{1}{2}\frac{r_{2m}}{s}$
$\frac{1}{2}x_{2m}$
$\frac{1}{2}x_{\mu m}$
$\frac{1}{2}\frac{r_{2m}}{2-s}$

(b)

图 12-1

回路及转子回路的参数却不相同。从表面上看，图 12-1 (*b*) 中的激磁回路及转子回路的参数比图 12-2 中相对应的参数小一倍。出现这种差别的原因是由于在计算参数时定子采用不同的相数而引起的。下面以 x_{Rm} 及 r_{Rm} 为例进行说明。

在 § 4-3 中我们已经知道，等效电路中的转子参数是已经折算到定子的。而式 4-16 又告诉我们，折算到定子以后的转子参数正比于定子的相数。在图 12-1 (*b*) 中，计算参数时我们把定子看成两相绕组，而在图12-2中，我们则把定子看成是一相绕组，所以图 12-1(*b*) 中的转子参数要比图12-2中的转子参数大一倍，除以 2 以后，两者正好相等。

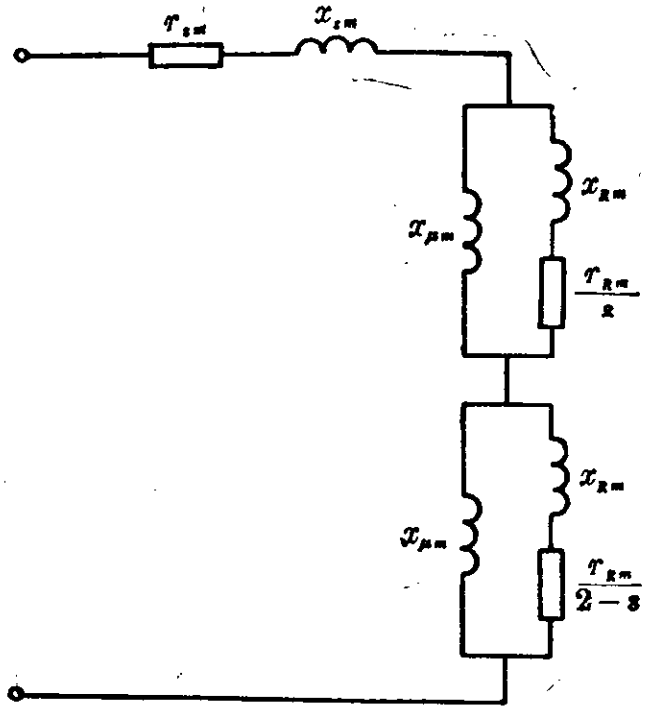


图 12-2

利用图 12-1(*b*)，可以计算出单相电机的工作性能。但为了计算上的方便，往往将转子支路与激磁支路的并联阻抗用一个串联阻抗来代替，这样图 12-1(*b*)便演变成图 12-3的形式。其中 X_f、R_f、X_b、R_b 可以利用式 11-15 至式 11-18 进行计算。

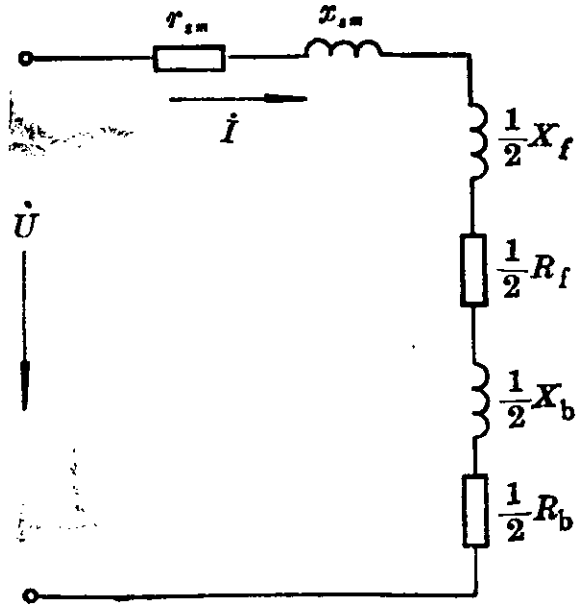
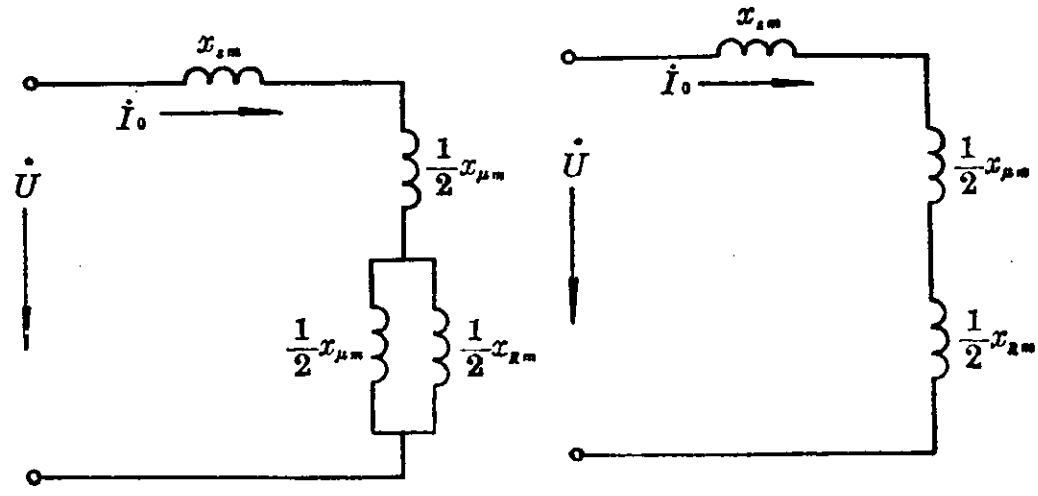


图 12-3

§12-2 工作特性计算

一、空载电流

空载运行时，单相异步电动机的转差率 s 是很小的，因此，在图 12-1(b)中，对正序而言，转子等值电阻 $\frac{r_{Rm}}{s}$ 很大，转子回路正序电流便很小，近似地可以认为转子回路断开。但在图 12-1(b)中，对负序而言，转子等值电阻便很小，近似地可以认为 $\frac{r_{Rm}}{2-s}=0$。经过上面简化同时再略去定子电阻的影响，这样图 12-1(b)便演变成图 12-4(a)的形式。在图 12-4(a)的负序网络中，由于激磁电抗 $x_{\mu m}$ 大于转子漏电抗 x_{Rm}，可进一步地认为激磁回路断开，这样图 12-4(a) 便演变成图 12-4(b)的形式。



(a) (b)

图 12-4

根据图 12-4(b)我们知道，主绕组空载电流的幅值为

$$I_0 = \frac{U}{x_{sm} + \frac{1}{2}x_{Rm} + \frac{1}{2}x_{\mu m}} \tag{12-6}$$

$$= \frac{2U}{2x_{sm} + x_{Rm} + x_{\mu m}}$$

$$= \frac{2U}{(x_{sm} + x_{\mu m}) + (x_{sm} + x_{Rm})}$$

$$= \frac{2U}{x_{mo} + x_{mk}} \tag{12-7}$$

其中：$x_{mo} = x_{sm} + x_{\mu m}$，相当于两相电机对称运行时的空载电抗。$x_{mk} = x_{sm} + x_{Rm}$，相当于两相电机短路时的电抗。式12-7告诉我们：单相运行时的空载电流近似地等于两相运行时空载电流的一倍。这个现象的物理意义可用下面方法来解释。由于单相绕组产生的是一个脉振磁势，其中$\frac{1}{2}$是正序旋转磁

势，另外$\frac{1}{2}$是负序旋转磁势。而负序旋转磁势绝大部分为转子所阻尼，只有正序旋转磁势能产生气隙磁通。由于两相电机对称运行时是全部磁势产生磁通，而单相运行时只有$\frac{1}{2}$磁势产生磁通，所以单相运行时的空载电流近似地比两相对称运行时大一倍。

二、工作性能

从图 12-3 所示等效电路图中，我们知道，主绕组单独运行时的等值电阻 r 及等值电抗 x 分别为

$$\left.\begin{aligned} r &= r_{1m} + \frac{1}{2}R_f + \frac{1}{2}R_b \\ x &= x_{1m} + \frac{1}{2}X_f + \frac{1}{2}X_b \end{aligned}\right\} \tag{12-8}$$

总阻抗 Z 为

$$Z = \sqrt{r^2 + x^2} \tag{12-9}$$

电机的电流为

$$I = \frac{U}{Z} \tag{12-10}$$

功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{r}{Z} \tag{12-11}$$

输入功率为

$$P_1 = UI\cos\varphi \tag{12-12}$$

下面我们再分析机械功率 P_Ω 的计算方法。从图 12-3 可以知道，转子正序电磁功率 P_{M1} 及负序电磁功率 P_{M2} 分别

为

$$\left.\begin{aligned} P_{M1} &= \frac{1}{2} I^2 R_f \\ P_{M2} &= \frac{1}{2} I^2 R_b \end{aligned}\right\}$$

由于负序磁场反向旋转，起着制动作用，所以能够产生拖动转矩的有效电磁功率 P_M，应是正、负序电磁功率之差，即

$$P_M = P_{M1} - P_{M2} \tag{12-13}$$

在式 11-48 中我们已经证明过，有效电磁功率与$(1-s)$的乘积就是转子所能产生总的机械功率 P_Ω，即

$$P_\Omega = P_M(1-s) = (P_{M1} - P_{M2})(1-s)$$

即

$$P_\Omega = \frac{1}{2} I^2 (R_f - R_b)(1-s) \tag{12-14}$$

从 P_Ω 中减去机械损耗 p_Ω，就是输出功率 P_2，即

$$P_2 = P_\Omega - p_\Omega$$

有了 P_1、P_2 以后，就可计算出效率 η，即

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} \tag{12-15}$$

利用等效电路和上面所介绍的计算方法，可以得到单相异步电动机的主要工作性能。下面我们进一步研究起动性能的计算方法。

§12-3 起动电流与起动转矩

在起动时，主、副绕组都接在电网上，所以是一个两相电机的不对称运行方式，此时的运行情况同电容运转单相异

步电动机一样，因此在分析起动性能时也要利用图 11-3 的等效电路，式 11-27、式 11-28 的电流公式，以及式 11-35、式 11-36 计算转矩的公式。

起动时转差率 $s=1$，因此从图 11-3所示的等效电路可以清楚看出，这时不论是主绕组还是副绕组，它们的正、负序阻抗是相等的，即

$$\left.\begin{aligned} Z_{m1}&=Z_{m2}=Z_m \\ Z_{a1}&=Z_{a2}=Z_{ac} \end{aligned}\right\} \tag{12-16}$$

将式 12-16 代入式 11-27 及式 11-28 中，可以得到起动时主绕组的正、负序电流，它们为

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{m1}&=\dot{U}\frac{Z_{ac}-jkZ_m}{2Z_{ac}Z_m} \\ \dot{I}_{m2}&=\dot{U}\frac{Z_{ac}+jkZ_m}{2Z_{ac}Z_m} \end{aligned}\right\} \tag{12-17}$$

主绕组的起动电流为

$$\begin{aligned} \dot{I}_m&=\dot{I}_{m1}+\dot{I}_{m2} \\ &=\frac{\dot{U}}{Z_m} \end{aligned} \tag{12-18}$$

根据式 11-1 及式 11-4 我们知道

$$\left.\begin{aligned} \dot{I}_{a1}&=\frac{1}{k}\dot{I}'_{a1}=j\frac{1}{k}\dot{I}_{m1} \\ \dot{I}_{a2}&=\frac{1}{k}\dot{I}'_{a2}=-j\frac{1}{k}\dot{I}_{m2} \end{aligned}\right\} \tag{12-19}$$

将式 12-17 代入式 12-19，可以得到起动时副绕组的正、负序电流，它们为

$$\dot{I}_{a1}=\dot{U}\frac{j\frac{1}{k}Z_{ac}+Z_m}{2Z_{ac}Z_m}$$

$$\left.\dot{I}_{a2}=\dot{U}\frac{-j\frac{1}{k}Z_{ac}+Z_m}{2Z_{ac}Z_m}\right\} \tag{12-20}$$

副绕组的起动电流为

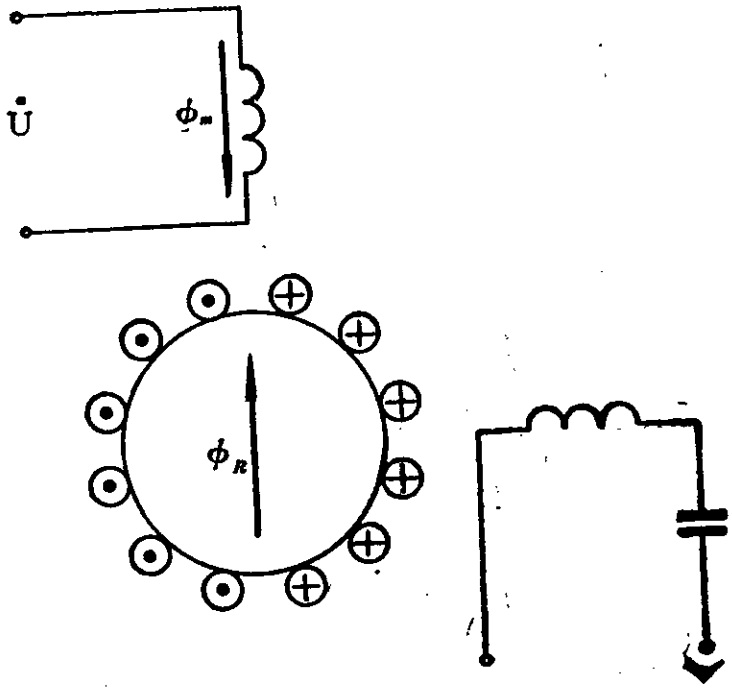
$$\begin{aligned}\dot{I}_a&=\dot{I}_{a1}+\dot{I}_{a2}\\&=\frac{\dot{U}}{Z_{ac}}\end{aligned} \tag{12-21}$$

从电网输入的总起动电流应为主、副绕组起动电流之和，即

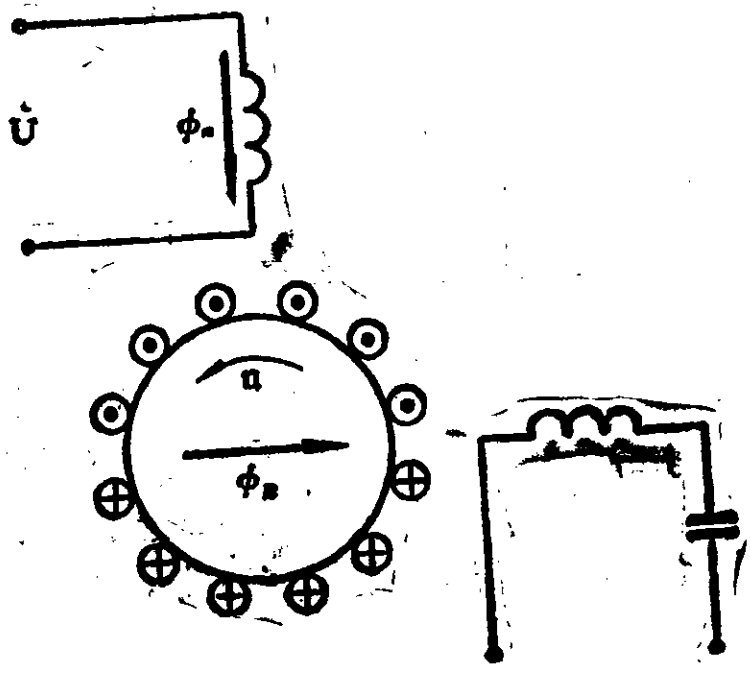
$$\begin{aligned}\dot{I}&=\dot{I}_m+\dot{I}_a\\&=\dot{U}\left(\frac{1}{Z_m}+\frac{1}{Z_{ac}}\right)\end{aligned} \tag{12-22}$$

式 11-27 及式 11-28 告诉我们：两相电机在不对称运行时，主绕组的电流要受副绕组参数的影响，而副绕组的电流则要受主绕组参数的影响。但式 12-18 及式 12-21 却告诉我们：在起动时，主、副绕组之间互不影响，主绕组电流只由主绕组参数决定，副绕组电流也只由副绕组参数决定。为什么两相电机在正常工作时，两个绕组之间互相影响，而在起动时却单独工作，互不影响呢？这个道理可以通过图 12-5 来解释。

首先我们通过图 12-5(a)来解释起动时的情况。当工作绕组上施以电压 U 以后，便有电流流过主绕组并产生磁通 ϕ_m。根据电磁感应定律我们知道：变化着的 ϕ_m 一定会在转子绕组中感应电势，并产生电流和磁通 ϕ_R。由于 ϕ_R 永远反对 ϕ_m 的变化，因此 ϕ_R、ϕ_m 的轴线永远是互相重合的。也就是说转子磁通 ϕ_R 只与工作绕组相匝链，而不与副绕组相匝链。由于 ϕ_m 与 ϕ_R 都不与副绕组相匝链，不会在副绕组中引起



(a)



(b)

图 12-5

电势、电流及磁通，因此，副绕组的存在与否，不会影响ϕ_R及ϕ_m的数量，也就不会影响主绕组的电流I_m。所以起动时主绕组的电流只由主绕组的参数Z_m来决定。根据同样的方法可以解释起动时副绕组电流I_c也只由副绕组回路的参数Z_{ac}来决定。

下面我们通过12-5(*b*)来解释工作时的情况。在图12-5(*a*)中，由于ϕ_m交变而在转子中引起的电势，我们称为变压器电势。在转子已经旋转起来以后，转子绕组中除了由于ϕ_m交变而产生的变压器电势以外，还由于转子绕组切割ϕ_m而引起的速度电势。根据发电机右手定则我们可以决定旋转电势的方向，在图12-5(*b*)中，上面六根导体电势方向为流出纸面，用符号⊙来表示，下面六根导体电势方向为流入纸面，用符号⊕来表示。显然速度电势产生的磁通ϕ_R将与副绕组相匝链，并在副绕组中感应电势，产生电流。所以转子旋转起来以后，通过速度电势的媒介，副绕组中电流的大小要受主绕组的影响。根据同样的理由，主绕组中电流的大小也要受副绕组的影响。在转子转动起来以后，由于两个绕组的电流要互相影响，所以电流的计算公式要比静止时复杂得多。

有了主、副绕组的起动电流以后，便可很方便的计算出起动转矩。式11-35、式11-36是主、副绕组不对称运行时转矩的一般化计算公式。而起动时$s=1$，根据这个条件，从式11-15及式11-17可以看出$R_f=R_b=R_2$。将此关系代入式11-35及式11-36，便可以得到起动转矩的计算公式

$$M_{st}=\frac{2}{\Omega_1}I_mI_c'R_2\sin\varphi\text{(牛·米)} \qquad (12\text{-}23)$$

再将式 11-1 代入式 12-23，起动转矩可写成下面的形式

$$M_{st}=\frac{2}{\Omega_1}kI_mI_cR_2\sin\varphi(\text{牛}\cdot\text{米}) \qquad (12\text{-}24)$$

式 12-24 是我们研究起动性能的一个十分重要的公式。

在 § 10-5 中我们已经解释过，单相电容起动异步电动机是利用副绕组中串联的电容来达到分相的目的，而单相电阻起动异步电动机是利用副绕组中串联较大的电阻来达到分相的目的。因此这两种电机中副绕组的电容和电阻是决定起动性能的一个重要因素。在下面两节中我们将分别研究它们数值的决定方法。

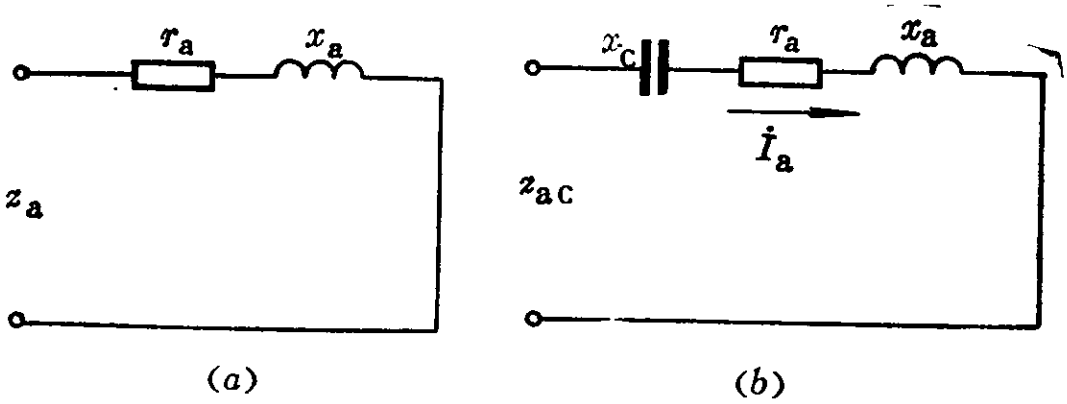
单相异步电动机的工作性能是由工作绕组来保证的，各种工作性能指标是我们设计工作绕组的依据。而起动性能虽然是由工作绕组与起动绕组联合产生，但主要由起动绕组来保证。只有在起动绕组经过多次修改而起动性能仍达不到要求时，才考虑去修改工作绕组或转子绕组。因此下面在讨论决定起动电容及起动电阻的方法时，假定主绕组已设计完毕，即主绕组的各项参数是已知的。

§ 12-4 单相电容起动异步电动机中起动电容的决定

一、电容起动电动机的起动转矩圆图

副绕组的等效电路如图 11-3(*b*)、(*d*)所示。起动时 $s=1$，因此正、负序的等效电路是完全相同的。如果不考虑电容器，就副绕组本身而言，它的等效电路是电阻和感抗串、并联的一个复合电路，这样的复合电路总可以简化成简单的电

阻和感抗的串联形式〔图 12-6(*a*)〕。副绕组两端的电抗 x_a 永远是一个正值。串联电容器以后，如果电容器电阻略去不计，便得到图 12-6(*b*)。由于电抗 x_c 是负值，并且在数值上总是使 $|x_c|>|x_a|$，因此在图 12-6(*b*)中，副绕组回路的总电抗 x_{ac} 是 $|x_c|$ 与 $|x_a|$ 之差，并且为负值。



(*a*)　　(*b*)

图　12-6

当容抗变化时，副绕组回路的总电抗 x_{ac} 也随之而变化，因此副绕组中电流 I_a 的大小和相位也随之而变化，下面我们研究 I_a 的变化规律。

根据图 12-6(*b*)我们可以列出副绕组回路的电压平衡方程式

$$\dot{U}=\dot{I}_a r_a - j\dot{I}_a x_{ac} \qquad (12\text{-}25)$$

根据式 12-25 可以画出如图 12-7(*a*)所示的电压三角形。其中 $\overline{C'A'}=\dot{I}_a r_a$、$\overline{A'B'}=-j\dot{I}_a x_{ac}$、$\overline{C'B'}=\dot{U}$。显然由 $\dot{U}$、$\dot{I}_a r_a$、$-j\dot{I}_a x_{ac}$ 三个相量所组成的电压三角形 $\triangle A'B'C'$ 是一个直角三角形。由几何学的一般概念可知：直角的顶点 A' 必在以 $\overline{C'B'}=U$ 为直径的圆周上。当电源电压 U 不变，而容抗变化时，副绕组的电流 $\dot{I}_a$ 及压降 $\dot{I}_a r_a$、$-j\dot{I}_a x_{ac}$ 也随之而变化，但 A 点的轨迹则总是在以 $\dot{U}$ 为直径的半圆 $C'A'B'$

上。如果把电压三角形的各边均除以 r_a，便得到图12-7(b)，此时三角形的几何性质并未变化，但每条边所代表的物理量却改变了。在$\triangle CAB$中，$\overline{CA}=\dfrac{\overline{C'A'}}{r_a}=\dfrac{\dot{I}_a r_a}{r_a}=\dot{I}_a$，而$\overline{CB}=\dfrac{\overline{C'B'}}{r_a}=\dfrac{U}{r_a}$。从图 12-7($b$)可以看出：当容抗改变时，副绕组电流$\dot{I}_a$的大小及相位均在改变，但$\dot{I}_a$的变化轨迹却是以$\dfrac{U}{r_a}$为直径所作的半圆 CAB。当$|x_{ac}|=\infty$时，$I_a=0$，A点与C点重合。而当$x_{ac}=0$时，$I_a=\dfrac{U}{r_a}$，A点与B点重合。当x_{ac}从∞向 0 变化时，$\dot{I}_a$的端点必沿半圆 CAB，从C点向B点变化。

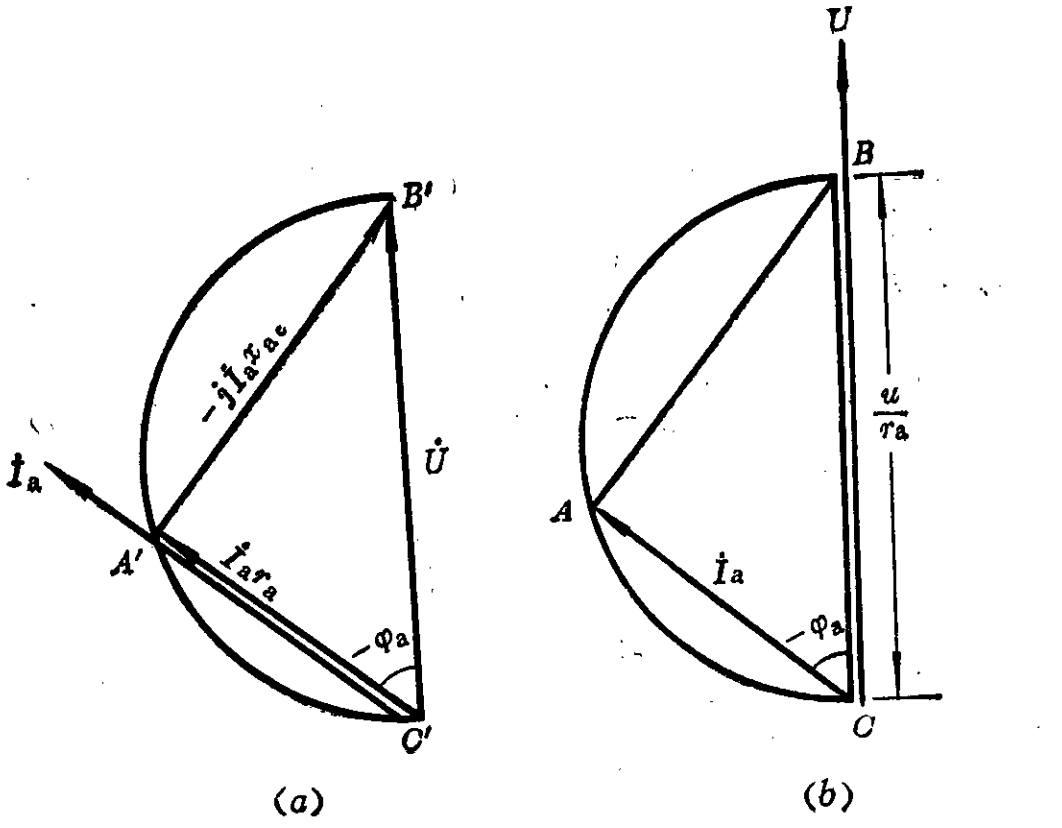


图 12-7

在图 12-7(*b*)中，由于$\angle ACB = \angle A'C'B' = \angle -\varphi_a$，所以$\overline{CA}$相量代表$\dot{I}_a$，则电压$\dot{U}$的相量必在$\overline{CB}$的方向上。由于容抗大于感抗，所以副绕组电流$\dot{I}_a$总是领前电压$\dot{U}$一个相角$\varphi_a$。

在图 12-8 中，我们画出了主绕组电流$\dot{I}_m$的相量，由于主绕组未接电容，它总是电感性的，所以$\dot{I}_m$总是落后电压$\dot{U}$一个相角φ_m。

如果将图 12-7(*b*)及图 12-8 合在一起，便得到图 12-9。在图 12-9 中，$\overline{OC}$代表$\dot{I}_m$，$\overline{CA}$代表$\dot{I}_a$，两者几何相加，便得到电网供给的总电流$\dot{I}$。主绕组电流$\dot{I}_m$的大小及相位不变，所以相量$\overline{OC}$是固定的。当容抗变化时，副绕组电流沿半圆CAB变化，则总电流$\dot{I}$也必沿半圆CAB变化。

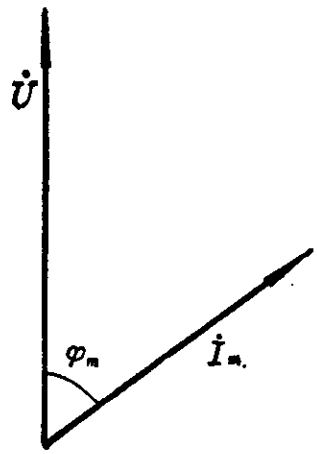


图 12-8

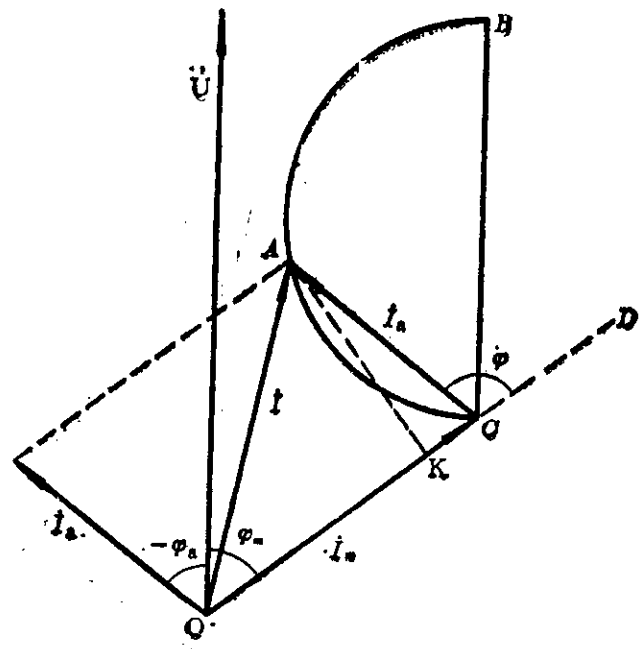


图 12-9

根据式 12-24 我们知道，起动转矩应为

$$M_{st}=\frac{2}{\Omega_1}kI_mI_sR_2\sin\varphi \qquad (12\text{-}26)$$

也就是说在主绕组电流 I_m 不变的情况下，起动转矩正比于 $I_s\sin\varphi$。φ 是 $\dot{I}_m$ 与 $\dot{I}_s$ 间的夹角，也就是图 12-9 中的 $\angle ACD$。从图 12-9 可以看出，$I_s\sin\varphi$ 等于 A 点到 $\overline{OC}$ 的垂直线 $\overline{AK}$。因此我们可以得到一个重要的结论，即：起动转矩的大小正比于副绕组起动电流 $\dot{I}_s$ 到主绕组起动电流 $\dot{I}_m$ 的垂线 $\overline{AK}$。

二、产生最大起动转矩时的电容值

在图 12-10 中，如果过 A 点作圆的切线 LM，当 LM 平行主绕组电流 $\dot{I}_m$ 时，则 A 点到 I_m 的垂直距离 $\overline{AK}$ 为最大，因此 A 点是产生最大起动转矩的运行点，此时绕组串入电容可用下述方法求出。

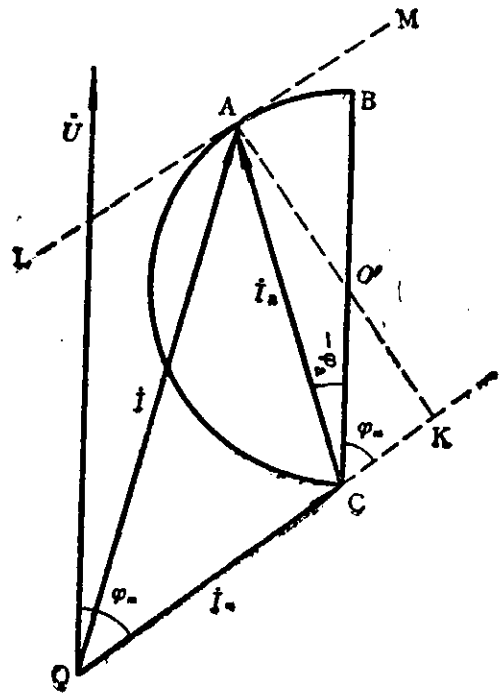


图 12-10

在图 12-10 中，从几何关系可知

$$\widehat{AC} = \angle AO'C = 180° - \angle CO'K$$
$$= 180° - (90 - \varphi_m)$$

即 $$\widehat{AC} = 90° + \varphi_m$$

而 $$\widehat{AB} = 180° - \widehat{AC} = 90° - \varphi_m$$

$$-\varphi_a = \angle ACB = \frac{\widehat{AB}}{2} = \frac{90° - \varphi_m}{2} \qquad (12\text{-}27)$$

根据三角函数关系我们知道：

$$\mathrm{tg}(-\varphi_a) = \sqrt{\frac{1 - \cos(90° - \varphi_m)}{1 + \cos(90° - \varphi_m)}}$$
$$= \sqrt{\frac{1 - \sin\varphi_m}{1 + \sin\varphi_m}} \qquad (12\text{-}28)$$

如果令 Z_m 及 x_m 分别表示主绕组等效电路的总阻抗及总电抗，则

$$\sin\varphi_m = \frac{x_m}{Z_m} \qquad (12\text{-}29)$$

如果令 $-x_{ac}$ 及 r_a 分别表示副绕组回路等效电路的总电抗及总电阻，则

$$\mathrm{tg}(-\varphi_a) = -\frac{x_{ac}}{r_a} \qquad (12\text{-}30)$$

将式 12-29 及式 12-30 代入式 12-28 中，得到

$$-\frac{x_{ac}}{r_a} = \sqrt{\frac{1 - \dfrac{x_m}{Z_m}}{1 + \dfrac{x_m}{Z_m}}} = \sqrt{\frac{Z_m - x_m}{Z_m + x_m}}$$

$$= \sqrt{\frac{(Z_m - x_m)(Z_m + x_m)}{(Z_m + x_m)^2}}$$

即
$$-\frac{x_{ac}}{r_a}=\sqrt{\frac{Z_m^2-x_m^2}{(Z_m+x_m)^2}}=\frac{r_m}{Z_m+x_m} \qquad (12\text{-}31)$$

r_m 为主绕组等效电路的总电阻。从式 12-31 即可解得容抗 x_{ac} 为

$$-x_{ac}=\frac{r_a r_m}{Z_m+x_m} \qquad (12\text{-}32)$$

从图 12-6(b)可知，副绕组回路的总电抗 x_{ac} 应为

$$x_{ac}=x_a+x_c$$

所以
$$-x_c=-x_{ac}+x_a$$

即副绕组回路应接入的容抗为

$$-x_c=\frac{r_a r_m}{Z_m+x_m}+x_a \qquad (12\text{-}33)$$

有了 x_c 的数值以后，便可利用式 11-58 计算出在副绕组回路中所应接入的电容值。

三、每安培电流产生的起动转矩为最大时的电容值

在图 12-9 中，$\overline{AK}$ 代表起动转矩，$\overline{OA}$ 代表起动电流，$\frac{\overline{AK}}{\overline{OA}}$ 就代表每安培电流产生的起动转矩。选取电容值的另一个观点就是希望每安培电流产生的起动转矩为最大。从图12-9 所表示的几何关系可以看出

$$\sin\angle AOK=\frac{\overline{AK}}{\overline{OA}}$$

希望每安培电流产生的起动转矩最大，就是希望 $\sin\angle AOK$ 的值最大，也就是希望 $\angle AOK$ 为最大。$\angle AOK$ 最大的条件就是起动电流与圆相切，即图 12-11 中的 E 点。从图中的

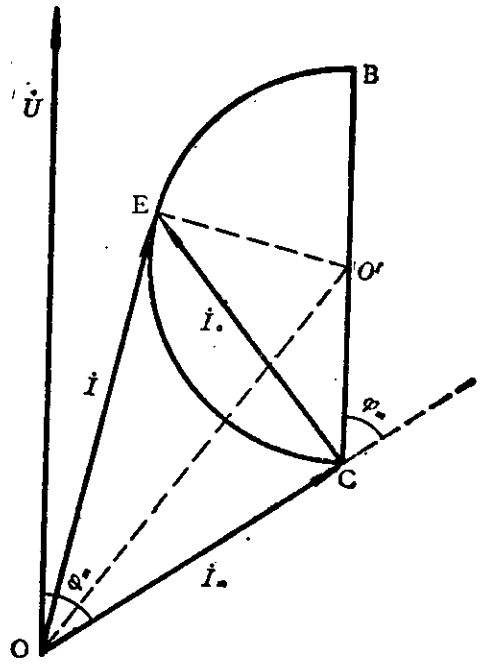


图 12-11

几何关系可以看出：

$$\overline{OE}^2 = \overline{OO'}^2 - \overline{O'E}^2 = \overline{OO'}^2 - \overline{CO'}^2 \qquad (12\text{-}34)$$

从余弦定律可知：

$$\begin{aligned}\overline{OO'}^2 &= \overline{OC^2} + \overline{CO'}^2 - 2\,\overline{OC} \times \overline{CO'}\cos\angle OCO' \\ &= \overline{OC}^2 + \overline{CO'}^2 - 2\,\overline{OC} \times \overline{CO'}\cos(180 - \varphi_m) \\ &= \overline{OC}^2 + \overline{CO'}^2 + 2\,\overline{OC} \times \overline{CO'}\cos\varphi_m\end{aligned} \qquad (12\text{-}35)$$

从式 12-34 及式 12-35 可以解得

$$\overline{OE}^2 = \overline{OC}^2 + 2\overline{OC} \times \overline{CO'}\cos\varphi_m \qquad (12\text{-}36)$$

在上式中：$\overline{OE} = I$，$\overline{OC} = I_m$，$\overline{CO'} = \frac{1}{2}\overline{CB} = \frac{1}{2}\frac{U}{r_a}$

$\cos\varphi_m = \frac{r_m}{Z_m}$，将这些数量代入式 12-36，得到

$$I^2 = I_m^2 + 2I_m \times \frac{1}{2}\frac{U}{r_a} \times \frac{r_m}{Z_m} \tag{12-37}$$

从式 12-18 可知 $\frac{U}{Z_m} = I_m$，将此式代入式12-37，得到

$$I^2 = I_m^2 + I_m^2 \frac{r_m}{r_a} \tag{12-38}$$

或

$$I^2 = I_m^2\left(1 + \frac{r_m}{r_a}\right) \tag{12-39}$$

从式 12-39 可以解得

$$r_a = \frac{r_m}{\left(\frac{I}{I_m}\right)^2 - 1} \tag{12-40}$$

由于主绕组已事先设计完毕，r_m 及 I_m 是已知数量，总起动电流 I 也可以从标准中查到，因此，当每安培电流产生的起动转矩为最大时，副绕组回路等效电路的总电阻 r_a，便可利用式12-40进行计算。下面再进一步求此时副绕组回路等效电路的总电抗 x_{ac}。

从式12-18及式 12-22 可知

$$\dot{I} = \dot{I}_m \frac{Z_{ac} + Z_m}{Z_{ac}} = \dot{I}_m \frac{Z_{am}}{Z_{ac}} \tag{12-41}$$

式中 $Z_{am} = Z_m + Zac$，它的模为

$$\sqrt{(r_m + r_a)^2 + (x_m + x_{ac})^2} \tag{12-42}$$

将式12-42代入式12-41，可以得到两个电流的幅值比，即

$$\frac{I}{I_m} = \sqrt{\frac{(r_m + r_a)^2 + (x_m + x_{ac})^2}{(r_a^2 + x_{ac}^2)}} \tag{12-43}$$

从式 12-39 及式 12-43 中消去 I 及 I_m，并解出 x_{ac}，得到

$$x_{ac} = \frac{x_m r_a - Z_m\sqrt{r_a(r_m + r_a)}}{r_m} \tag{12-44}$$

由于主绕组已事先设计好，所以参数r_m、x_m、Z_m是已知的，副绕组等效电路的总电阻 r_a 也可以用式 12-40 计算出来，因此当每安培电流产生的起动转矩为最大时，副绕组等效电路的总电抗 x_{ac}，便可利用式 12-44 进行计算。

有时我们也将式 12-44 演变成以 I_m 及 I 来表示的形式，方法如下：

假如将式 12-44 右边的分子分母均除以 r_a，则

$$x_{ac}=\frac{x_m-Z_m\sqrt{\frac{(r_m+r_a)}{r_a}}}{\frac{r_m}{r_a}} \tag{12-45}$$

从式 12-39 可以解得

$$\frac{r_m}{r_a}=\left(\frac{I}{I_m}\right)^2-1 \tag{12-46}$$

用式12-39来替换式 12-45 分子中的根号，用式 12-46 来替换式 12-45 中的分母，可以得到

$$x_{ac}=\frac{x_m-Z_m\left(\frac{I}{I_m}\right)}{\left(\frac{I}{I_m}\right)^2-1} \tag{12-47}$$

从 x_{ac} 中减去副绕组的电抗 x_a 便是此时所应接入的容抗值。再利用式11-58便可计算出所应接入的电容量。

四、根据起动转矩的要求来选取电容值

式12-24告诉我们起动转矩为

$$M_{st}=\frac{2}{\Omega_1}kI_mI_aR_2\sin\varphi \tag{12-48}$$

令 u_c 代表电容器上电压，则

$$u_c = x_c I_a \tag{12-49}$$

或

$$I_a = \frac{u_c}{x_c} \tag{12-50}$$

将式 12-50 代入式 12-48，得到

$$M_{st} = \frac{2}{\Omega_1} k I_m \frac{u_c}{x_c} R_2 \sin\varphi \tag{12-51}$$

令 C 表示电容量，单位取微法，则

$$x_c = \frac{10^6}{2\pi f C} \tag{12-52}$$

将式 12-52 代入式 12-51，经过整理以后得到

$$C = \frac{\Omega_1 M_{st} 10^4}{2\pi k I_m u_c R_2 \sin\varphi} \tag{12-53}$$

式 12-53 是设计中用来决定电容量的公式之一。

在单相电容起动异步电动机中，主、副绕组匝数比 k 的大小，对电机起动性能及电容器的选取关系十分密切，下面我们首先在电容量 C 不变的前提下，讨论匝数比 k 的影响。

1．在电容量 C 不变时，k 值选取越大，电容器上电压便越高。因为从图 12-6(b)可以看出，副绕组回路的电流应为

$$I_a = \frac{U}{\sqrt{r_a^2 + x_{ac}^2}} \tag{12-54}$$

为了达到分相的目的，在副绕组回路中，总是使容抗大于感抗，因此副绕组回路的总电抗 x_{ac} 是 $|x_c|$ 减 $|x_a|$ 之差。匝数比 k 越大，副绕组匝数便越多，副绕组的电抗 x_a 也越大，x_{ac} 便减少，副绕组回路的起动电流 I_a 增大。从式 12-50 可以看出，随着 I_a 的增大，电容器上电压 u_c 必然升高。

2．在式 12-53 中，如果电容量 C 固定不变，随着匝数 k 的增加，电容器上电压 u_c 升高，因此分母变大，为了能使式 12-53 保持平衡，起动转矩 M_{st} 势必增大。也就是说，在电容量 C 保持不变时，匝数比 k 增加，起动转矩增加。换句话说，在起动转矩保持不变时，增大匝数比，便可减少电容量。

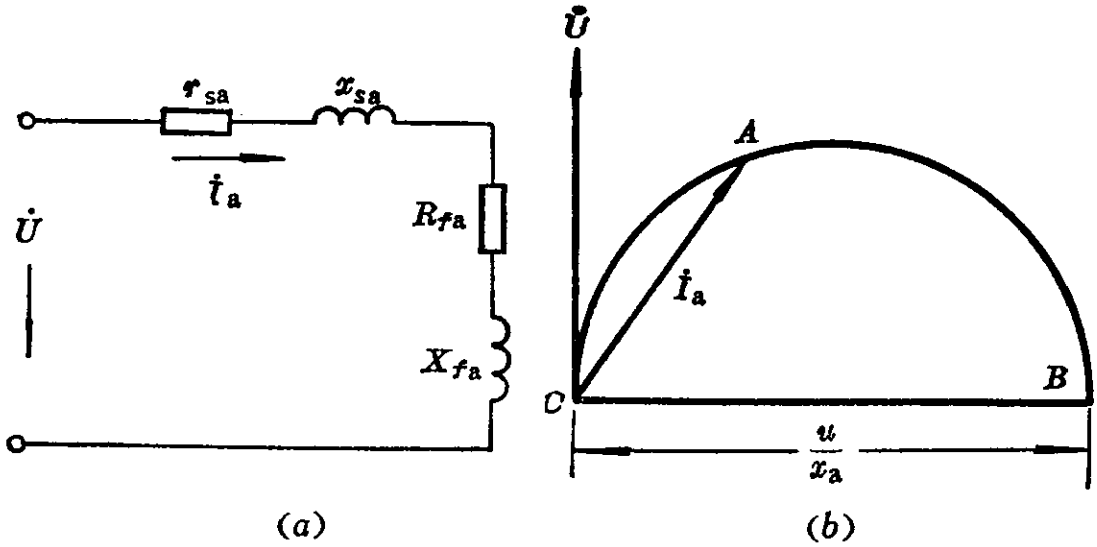
由于匝数比 k 的大小，对起动性能及电容器的选取关系十分密切，因此它有一个合理的数值范围，过大过小都是不利的。目前新系列单相电容起动异步电动机的 k 值一般在 0.7-1.1 范围内选取。

§12-5 单相电阻起动异步电动机中副绕组电阻的决定

一、电阻起动电动机的起动转矩圆图

对单相电阻起动异步电动机而言，是利用副绕组具有较大的电阻对电抗比来使主、副绕组电流达到分相的目的，改变副绕组电阻的数值，可以改变副绕组电流的大小和相位，因而改变了电机的起动性能。

一般情况下，副绕组的等效电路如图11-3(b)、(d)所示。对单相电阻起动异步电动机而言，由于副绕组回路不串电容器，所以 $x_c=0$．起动时 $S=1$，因此正、负序等效电路完全相同。副绕组的等效电路本是电阻和电抗串、并联的一个复合电路，但为计算简便总是把它简化成一个电阻和电抗的串联形式，这样副绕组的等效电路便演变成图 12-12 (a) 所表示的形式。



(a) (b)

图 12-12

如果把图 12-12 (a) 同图 8-4 进行对比，可以看出，这两个电路是极为类似的。在图 8-4 中，当转子等值电阻$\frac{r_2'}{S}$变化时，工作回路的总电阻发生变化，因此工作电流$-\dot{I}_2'$的大小及相位也发生变化，$-\dot{I}_2'$端点的变化轨迹是以$\frac{u}{x_{1\sigma}+x'_{2\sigma}}$为直径所作的半圆（图 8-5）。根据同样的道理可以类推，在图12-12 (a) 中，当副绕组电阻 r_{sa} 变化时，副绕组回路的总电阻发生变化，因此起动电流 $\dot{I}_a$的大小及相位也会发生变化，$\dot{I}_a$端点的变化轨迹则应是以$\frac{u}{x_{sa}+X_{fa}}=\frac{u}{x_a}$为直径所作的半圆 CAB[图12-12 (b)]。当$r_{sa}=\infty$时，$I_a=0$，A点与C点重合。当 r_{sa} 从∞向 0 变化时，I_a 相量的端点沿着半圆CAB，从C点向B点方向变化。

图 12-8 是主绕组电流的相量图。将图 12-8 及图 12-12 (b) 合并到一起便得到图 12-13，它就是单相电阻起动异步

电动机的起动圆图。根据图 12-9 的分析我们知道：起动转矩的大小是正比于副绕组电流 $\dot{I}_a$ 到主绕组电流 $\dot{I}_m$ 的垂直线 $\overline{AK}$。

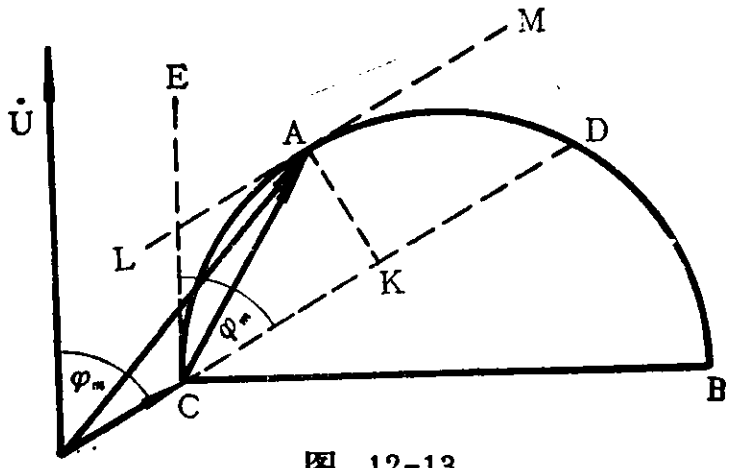


图 12-13

二、产生最大起动转矩时的电阻值

在图 12-13 中，如果过 A 点作圆的切线 LM，当 LM 平行主绕组电流 $\dot{I}_m$ 时，则 A 点到 $\dot{I}_m$ 的垂直距离 $\overline{AK}$ 为最大，因此 A 点是产生最大起动转矩的运行点。显然 A 点是圆弧 $\overset{\frown}{CD}$ 的中点，因此

$$\overset{\frown}{AC}=\frac{\overset{\frown}{CD}}{2} \tag{12-55}$$

所以

$$\angle ECA=\frac{1}{2}\angle ECD \tag{12-56}$$

而 $\angle ECA=\varphi_a$，$\angle ECD=\varphi_m$，将此关系代入式 12-56，可以得到

$$\varphi_a=\frac{1}{2}\varphi_m \tag{12-57}$$

根据三角函数关系

$$\operatorname{tg}\varphi_a = \operatorname{tg}\frac{1}{2}\varphi_m = \frac{\sin\varphi_m}{1+\cos\varphi_m} \tag{12-58}$$

因此

$$\frac{x_a}{r_a} = \frac{\dfrac{x_m}{Z_m}}{1+\dfrac{r_m}{Z_m}} \tag{12-59}$$

即

$$\frac{x_a}{r_a} = \frac{x_m}{Z_m + r_m} \tag{12-60}$$

式中 $r_a = r_{sa} + R_{fa}$，$x_a = x_{sa} + X_{fa}$，它们分别为副绕组等效电路的总电阻及总电抗。而 r_m、x_m、Z_m 则分别为主绕组等效电路的总电阻、总电抗及总阻抗。从式 12-60 可以解得

$$r_a = \frac{x_a}{x_m}(Z_m + r_m) \tag{12-61}$$

由于主绕组已事先设计好，所以参数 Z_m、x_m、r_m 是已知的，如果副绕组的绕组形式及匝数也初步确定，则 x_a 可以计算出来。这样，我们可以利用式 12-61 计算出副绕组等效电路的总电阻 r_a。当 r_a 满足式 12-61 给出的条件时，可以产生最大的起动转矩。从图 12-12（a）可以看出，副绕组的电阻 r_{sa} 应为

$$r_{sa} = r_a - R_{fa} \tag{12-62}$$

三、每安培电流产生的起动转矩为最大时的电阻值

根据图 12-11 同样的分析方法，我们也可以得到下面的结论：在单相电阻起动异步电动机中，当每安培电流产生的起动转矩为最大值时，也是总起动电流相量与圆相切，即图 12-14 中的 E 点。从图中所示的几何关系可以看出

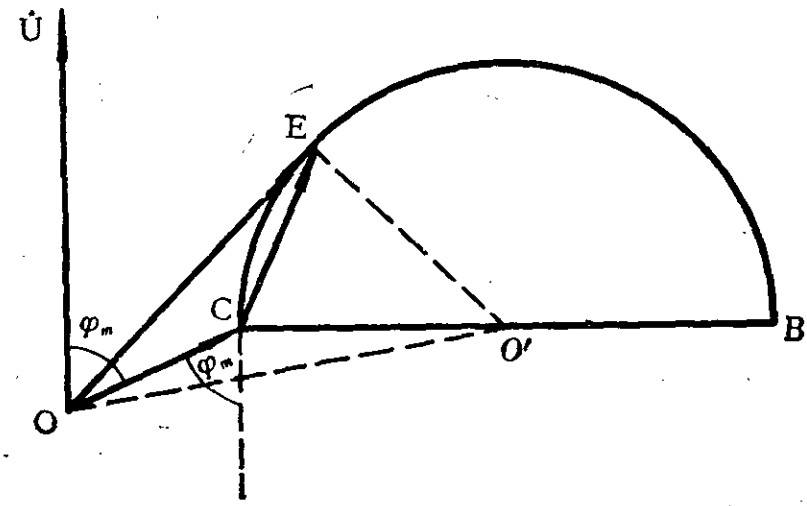


图 12-14

$$\overline{oE}^2 = \overline{oo'}^2 - \overline{o'E}^2$$

$$= \overline{oo'}^2 - \overline{co'}^2 \qquad (12\text{-}63)$$

根据余弦定律，从$\triangle oco'$可以得到

$$\overline{oo'}^2 = \overline{oc}^2 + \overline{co'}^2 - 2\overline{oc} \times \overline{co'} \cos \angle oco'$$

$$= \overline{oc}^2 + \overline{co'}^2 - 2\overline{oc} \times \overline{co'} \cos(90 + \varphi_m)$$

即 $$\overline{oo'}^2 = \overline{oc}^2 + \overline{co'}^2 + 2\overline{oc} \times \overline{co'} \sin \varphi_m \qquad (12\text{-}64)$$

根据式 12-63 及式 12-64 可以得到

$$\overline{oE}^2 = \overline{oc}^2 + 2\overline{oc} \times \overline{co'} \sin \varphi_m \qquad (12\text{-}65)$$

在式 12-65 中：$\overline{oE} = I$，$\overline{oc} = I_m$，$\overline{co'} = \frac{1}{2}\overline{cB} = \frac{1}{2}\frac{u}{x_a}$，

$\sin \varphi_m = \frac{x_m}{Z_m}$。将这些关系代入式 12-65 中，可以得到

$$I^2 = I_m^2 + 2I_m \times \frac{1}{2}\frac{u}{x_a} \times \frac{x_m}{Z_m}$$

$$= I_m^2 + I_m^2 \frac{x_m}{x_a} \qquad (12\text{-}66)$$

即 $$I^2 = I_m^2 \left(1 + \frac{x_m}{x_a}\right) \qquad (12\text{-}67)$$

从式 12-43 及式 12-67 中消去 I 及 I_m，可以解得副绕组的电阻 r_a，它为

$$r_a = \frac{x_a r_m + Z_m \sqrt{x_a(x_a + x_m)}}{x_m} \tag{12-68}$$

式 12-68 给出了当每安培电流产生的起动转矩为最大时，副绕组等效电路所应具有的电阻值。如前所述，由于在副绕组设计前，总起动电流 I 及主绕组起动电流 I_m 是已知的，因此最好将式 12-68 转换成以 I 及 I_m 来表示的形式。此时可将式 12-68 的分子分母均除以 x_a，于是得到

$$r_a = \frac{r_m + Z_m \sqrt{\dfrac{x_a + x_m}{x_a}}}{\dfrac{x_m}{x_a}} \tag{12-69}$$

从式 12-67 可以解得

$$\frac{x_m}{x_a} = \left(\frac{I}{I_m}\right)^2 - 1 \tag{12-70}$$

用式 12-67 来代替式 12-69 分子中的根号，用式 12-70 来代替式 12-69 中的分母，可以得到

$$r_a = \frac{r_m + Z_m\left(\dfrac{I}{I_m}\right)}{\left(\dfrac{I}{I_m}\right)^2 - 1} \tag{12-71}$$

根据式 12-67，可以求得副绕组等效电路的总电抗为

$$x_a = \frac{x_m}{\left(\dfrac{I}{I_m}\right)^2 - 1} \tag{12-72}$$

在设计副绕组时，如果能满足式 12-71 及式 12-72 所给出的条件，便能使每安培电流产生的起动转矩为最大。

四、两种不同设计观点的性能对比

在图 12-15 中，A 是产生最大起动转矩的运行点，此时副绕组电流的大小是 $\overline{CA}$。E 是每安电流产生的起动转矩为最大时的运行点，此时副绕组的电流是 $\overline{CE}$。比较这两个运行点可以看出，相对 E 点来讲，A 点的副绕组电流增大很多，但起动转矩却增加不多。因此如果副绕组设计在 A 点运行时，将花费比较多的铜线。不过如果将副绕组设计在 E 点运行时，又常常导致电流密度过高。所以实际上副绕组的运行点往往在这两种情况之间，但比较接近于 E 点。

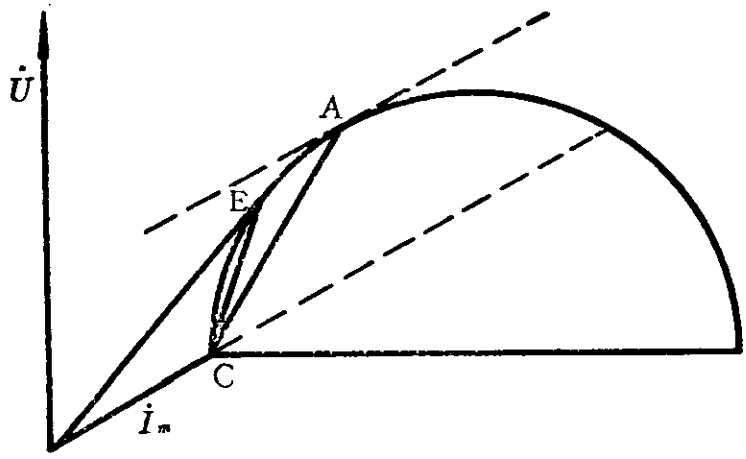


图 12-15

§12-6 单相电阻起动、单相电容起动及单相电容运转异步电动机的性能对比

目前国内生产的单相电阻起动、单相电容起动及单相电容运转异步电动机的型号如表 12-1 所示。它们的一些技术

表 12-1

起动或运行方式	新系列	老系列
电阻起动	BO	JZ
电容起动	CO	JY
电容运转	DO	JX

数据详见附录 IV。

单相电阻起动及单相电容起动异步电动机只是起动方式不同而已，工作时都是只有一个主绕组单独工作，因此它们的工作性能是完全一样的。在功率及转速相同的情况下，两种电机的功率因数及效率完全相等。同一个工厂生产这两种电机时，也往往采用同一种铁心和同一种工作绕组。表 12-2 给出了 *BO* 系列及 *CO* 系列的效率和功率因数数据。

表 12-2

		BO 系列电机								
功率（瓦）		40	60	90	120	180	250	370	550	750
效率	3000(转/分)	—	42	52	56	60	63	65	68	70
	1500(转/分)	32	38	44	50	56	60	63	66	69
功率因数	3000(转/分)	—	0.64	0.66	0.68	0.70	0.72	0.74	0.76	0.78
	1500(转/分)	0.54	0.56	0.58	0.59	0.60	0.62	0.64	0.67	0.70
		CO 系列电机								

从式12-24可知，单相异步电动机的起动转矩正比于 $\sin\varphi$。φ 为工作绕组电流 $\dot{I}_m$ 及起动绕组电流 $\dot{I}_a$ 间的相角。从图10-10（b）可以看出，对单相电容起动异步电动机而言，φ 有可能达到90°。而从图10-11（b）可以看出，对单相电阻起动异步电动机而言，φ 永远小于90°。所以电容起动异步电动机的起动性能较好，而电阻起动异步电动机的起动性能则较差。表12-3是 BO 系列单相电阻起动异步电动机的起动性能，表12-4是 CO 系列单相电容起动异步电动机的起动性能。如果将表12-3和表12-4进行对比可以看出，电阻分相电机的起动性能要比电容分相的起动性能差一些。以370瓦这个电机为例，电阻分相时起动转矩只有1.25

表 12-3

功率（瓦）		40	60	90	120	180	250	370
起动转矩倍数	3000转/分	—	1.8	1.7	1.6	1.5	1.3	1.25
	1500转/分	2.2	2.0	1.8	1.7	1.6	1.4	1.3
起动电流(安)		7	8	10.5	12.5	15.5	20	29

表 12-4

功率（瓦）		120	180	250	370	550	750
起动转矩倍数	3000转/分	3.0	3.0	3.0	2.5	2.5	2.5
	1500转/分	3.0	3.0	3.0	2.5	2.5	2.5
起动电流（安）		9	12	15	21	29	37

～1.3 倍，起动电流达到 29 安；而电容分相时起动转矩可以达到 2.5 倍，但起动电流却只有 21 安。

表 12-5 给出了 *DO* 系列单相电容运转异步电动机的起动性能及工作性能。由于单相电容运转异步电动机在工作时气隙磁场接近于圆形，因此工作性能得到改善。在转速、功率相同的情况下，它的效率及功率因数都高于其他形式的单相异步电动机。但是，在 § 11-6 中我们已经指出过，电容量 C 及匝数比 k 既经选定后，只在某一确定的转速下，磁场才是圆形的，而在其他转速下，磁场又成为椭圆形的了。因此，如果电容量 C 及匝数比 k 的选取原则，是使电机在工作时得到圆形旋转磁场，以改善工作性能，那它的磁场在起动时一定为椭圆形，所以单相电容运转异步电动机起动性能不好，起动转矩是很小的。

表 12-5

功率（瓦）		8	15	25	40	60	90	120	180
起动转矩倍数	3000（转/分）	—	0.7	0.7	0.7	0.5	0.35	0.35	0.35
	1500（转/分）	0.7	0.7	0.7	0.7	0.35	0.35	0.35	0.35
起动电流（安）		0.8	1	1.5	2	2.5	3.2	5	7
效率	3000（转/分）	—	36	42	48	53	58	62	65
	1500（转/分）	23	30	35	40	45	49	53	57
功率因数	3000（转/分）	—	0.82	0.84	0.84	0.86	0.86	0.88	0.88
	1500（转/分）	0.8	0.8	0.82	0.82	0.84	0.84	0.86	0.86

§12-7 三相异步电动机在单相电源下工作

三相异步电动机也可以在单相电网中运行，并且不需要改变任何结构和绕组数据。运行方式也分为下面几种，即：（1）单相电阻起动，（2）单相电容起动，（3）单相电容运转。图 12-16 是三相异步电动机在单相电源下运行的线路之一。其中两相绕组串联起来（尾端与尾端相联），作为主绕组。另一相则作为副绕组。

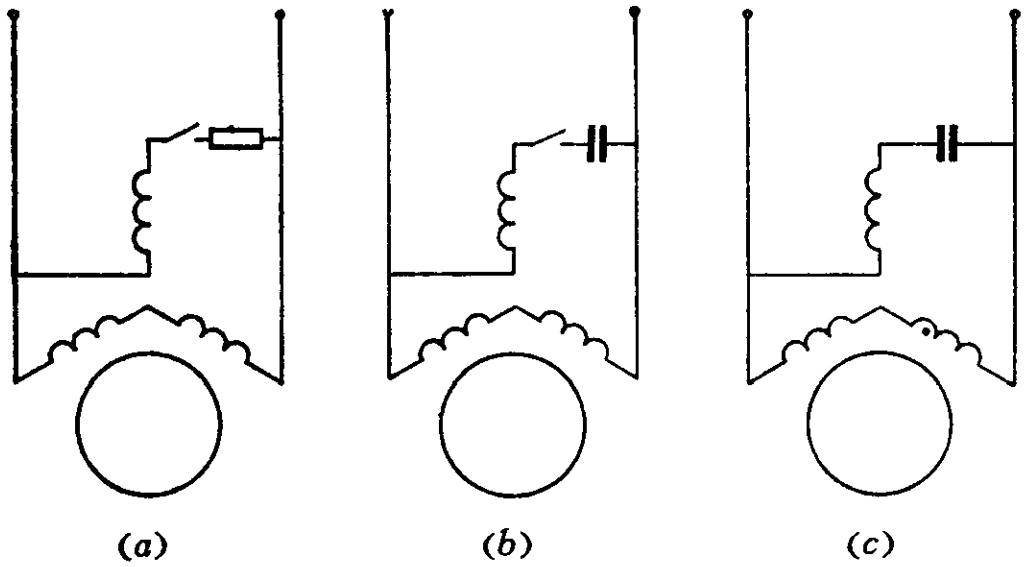


图 12-16

（a）电阻起动，（b）电容起动，（c）电容运转。

在采用图 12-16 的线路时，电机的三相绕组必须有六个引出头。如果电机只有三个引出头，则只能采用图 12-17 所示的线路。接线方式不同，电机的性能当然就不一样。如果将图 12-16（a）同图 12-17（a）进行比较，由于在工作时，

都是两相绕组串联起来接在电源上，因此工作性能是完全一样的，但在起动电阻相同的情况下，图 12-16 (*a*) 产生的起动转矩却要大得多。如果将图 12-16 (*b*) 同图 12-17(*b*) 进行比较，它们的工作性能也完全一样，但图12-16 (*a*) 的接线方式能得到比较大的起动转矩，而图 12-17 (*b*) 的接线方式能够使起动时各相电流的分布比较均匀，并且电容器上电压也较低。

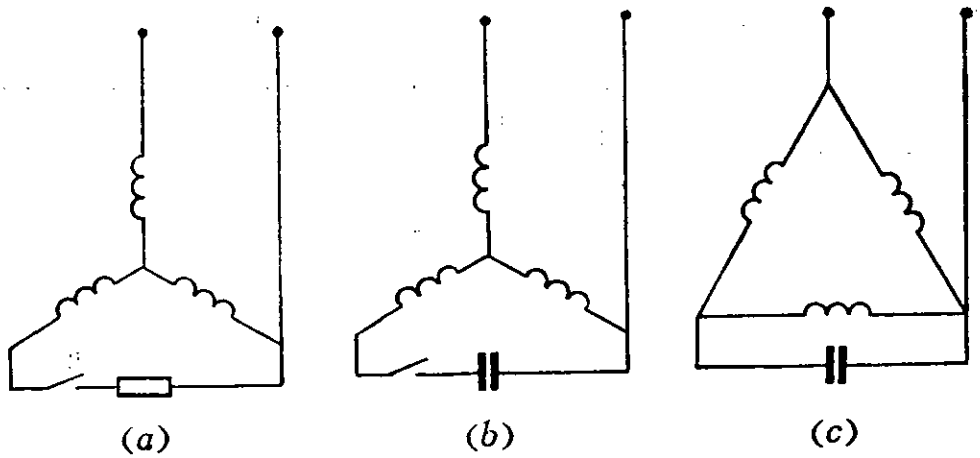


图 12-17

在图 12-16 中，*A* 相 *B* 相串联起来做为主绕组，*C* 相为副绕组，也是一个两相电机的不对称运行方式。主绕组与副绕组产生的磁势也互相垂直，因此它与图 10-10 、图 10-11 等效。所以第十一章及第十二章所采用的分析方法及所得到的结论，基本上也适用于三相异步电动机在单相电源下的工作情况。

需要注意的是，对一般单相电动机而言，设计时，主、副绕组的匝数比有一定的选择范围，而三相电机在单相电网中运行时，主、副绕组之间的匝数比却是固定的。如果令 W 表示原来三相绕组中一相绕组的有效匝数，对副绕组而言，

它的有效匝数W_a就是这一相绕组的有效匝数，即

$$W_a = W \qquad (12\text{-}73)$$

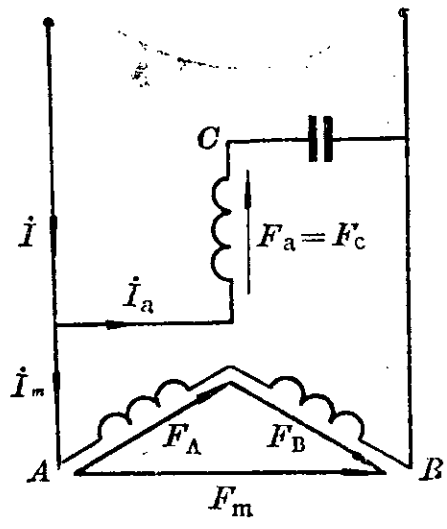


图 12-18

对工作绕组而言，它是由两相绕组串联起来的，它全部的串联匝数虽然是$2W$，但真正有效匝数却是$\sqrt{3}W$。因为从图12-18可以看出，由于A相绕组轴线相对B相绕组轴线在空间有位移，所以它们产生的磁势在空间也有位移，两者相量相加才是工作绕组的总磁势F_m。如果每相绕组产生的磁势为F，根据图12-18所表示的几何关系，得到

$$F_m = \sqrt{3}F \qquad (12\text{-}74)$$

由于两相绕组串联起来以后所产生的磁势F_m不是一相磁势的2倍，而是一相磁势的$\sqrt{3}$倍。所以两相绕组串联起来以后，从产生磁势的观点来看，它们的有效匝数不是一相匝数的2倍，而是一相匝数的$\sqrt{3}$倍。因此工作绕组的有效匝数应为

$$W_m = \sqrt{3}W \qquad (12\text{-}75)$$

根据式11-2我们知道，主、副绕组的匝数比k就等于副绕组有效匝数与主绕组有效匝数之比，即

$$k = \frac{W_a}{W_m} = \frac{W}{\sqrt{3}W} = \frac{1}{\sqrt{3}} \qquad (12\text{-}76)$$

因此，三相电机在单相电网中运行时，匝数比是固定的，以图12—18的接线方式为例，k等于$\frac{1}{\sqrt{3}}$。

从前面几节的分析中我们已经知道，匝数比 k 对电机性能的影响十分显著，在设计时，我们往往用调整匝数比的方法来调整电机的性能。这一点，在三相电机用于单相电网中时，是无法利用的，这就使它的性能产生其它一些特点，例如，有时用在副绕组回路串联附加电阻的办法来产生所必需的圆形旋转磁场。在 §11-6 中我们已经指出过，保证电容分相电机产生圆形旋转磁场的办法是根据式 11-54 及式 11-55 所给出的公式，正确的选择主、副绕组的匝数比 k 和容抗值 x_c，即

$$k=\frac{x_{m1}}{r_{m1}} \tag{12-77}$$

$$x_c=k^2x_{m1}+kr_{m1} \tag{12-78}$$

r_{m1} 及 x_{m1} 是主绕组正序等效电路的总电阻及总电抗，从图 11-3（a）可以看出，它们都随转差率而变化，因此当 k 及 C 确定以后，只在某一转速下才能使式 12-77 及式 12-78 成立。也就是说在 k 及 C 已经确定以后，只在某一转速下才出现圆形旋转磁场。当三相电机采用图 12-18 的线路在单相电源下运行时，匝数比 k 是固定的，等于 $\frac{1}{\sqrt{3}}$。而当 $k=\frac{1}{\sqrt{3}}$ 时出现圆形旋转磁场的转速并不一定在额定转速附近，因而起不到改善工作性能的作用。此时可用在副绕组回路串联附加电阻的办法[图 12-19（a）]来改变出现圆形旋转磁场的转速。根据式 11-52 可知，出现圆形旋转磁场时，必须满足

$$k^2r_{m1}-kx_{m1}+r_c=0 \tag{12-79}$$

式中：r_c 为电容器的电阻，如果在副绕组回路串入一个附加电阻 r_s，其效果如同增加 r_c 一样，因此式 12-79 可改写成

下面的形式

$$k^2 r_{m1} - k x_{m1} + r_c + r_g = 0 \qquad (12\text{-}80)$$

调整 r_g 的数值，使在额定转速附近计算出来的 r_{m1} 及 x_{m1} 能满足式 12-80 的条件，就可以保证在额定转速附近出现圆形旋转磁场。根据式 12-80 可以得出计算附加电阻的公式为

$$r_g = k x_{m1} - k^2 r_{m1} - r_c \qquad (12\text{-}81)$$

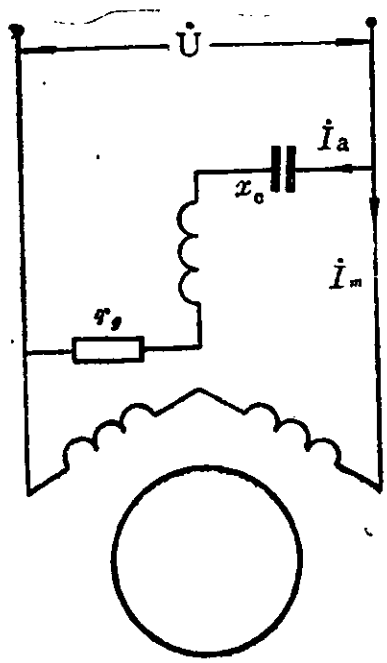
实际上可以认为 $r_c = 0$，同时再将 $k = \frac{1}{\sqrt{3}}$ 代入式 12-81，因此附加电阻的计算公式为

$$r_g = \frac{1}{\sqrt{3}} x_{m1} - \frac{1}{3} r_{m1} \qquad (12\text{-}82)$$

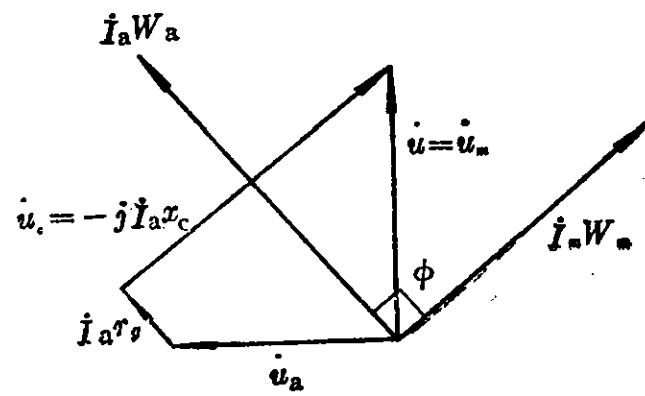
容抗公式还是由式 12-78 决定，即

$$x_c = k^2 x_{m1} + k r_{m1}$$

$$= \frac{1}{3} x_{m1} + \frac{1}{\sqrt{3}} r_{m1} \qquad (12\text{-}83)$$



(a)



(b)

图 12-19

与图 12-19（a）相对应的相量图表示在图 12-19（b）中。当产生圆形旋转磁场时，必须满足式 10-10 所给出的条件，此时主、副绕组磁势必须大小相等，相位移为 90°，即

$$I_a W_a = I_m W_m \tag{12-84}$$

$$\phi = 90° \tag{12-85}$$

式中 W_m、W_a 分别为主、副绕组的有效匝数。

小　结

单相电容运转异步电动机的副绕组断开，就是单相电容起动和电阻起动异步电动机的正常工作情况。因此，我们总是把单相电容起动及单相电阻起动异步电动机看成是单相电容运转异步电动机的一种特例进行分析。因此第十一章所介绍的有关单相电容运转异步电动机的分析方法，实际上是这三种单相异步电动机的共性问题，也适用于单相电容起动及电阻起动异步电动机。第十二章可以看成是第十一章的继续，单相电容起动及单相电阻起动异步电动机的等效电路、工作特性及起动特性，都是在第十一章的基础上进行分析的。

负序磁场的存在是单相异步电动机各项经济性能指标变坏的一个主要原因。正常工作时，单相电容运转异步电动机气隙磁场比较接近于圆形，而单相电容起动及电阻起动异步电动机气隙磁场的椭圆度则较大，负序份量较强，因此单相电容运转异步电动机的工作性能较好，而电容起动及电阻起动的工作性能则较差，它们的空载电流较大，效率及功率因数较低，在功率、转速相同的情况下，体积重量都较大。

不论是单相电容起动异步电动机还是单相电容运转异步电动机，在起动时，都是主、副绕组同时接在电网上，因此这两种电机起动性能的分析方法是完全一样的。第十二章所介绍的有关单相电容起动异步电动机的一些起动性能计算公式也适用于单相电容运转异步电动机。只是由于电容运转电机比较重视工作性能，而电容起动电机比较重视起动性能，所以把有关的起动问题放在第十二章进行分析，但所得到的结论两种电机都能适用。

第十三章　附加转矩与正弦绕组

单相异步电动机起动性能的最大特点，是起动转矩的大小随转子位置而波动。在某些转角位置，起动转矩大；而在某些转角位置，起动转矩又减小。这种现象严重影响起动性能指标的提高，曾经成为试制单相异步电动机的突出问题。

起动转矩随转子位置变化的原因是同步附加转矩的存在，从§6-5的分析我们知道，同步附加转矩是由谐波磁场引起的，因此要了解单相电机中同步附加转矩的性质，首先要了解单相电机中谐波磁势的性质。

§13-1　单相电机中的谐波磁势

根据§3-1对单相绕组磁势的谐波分析，我们可以得到下面几个重要的概念：

1．单相绕组磁势可以分解成基波及一系列谐波。

2．一般情况下，谐波次数ν为奇数，即

$$\nu=1,\ 3,\ 5,\ 7,\ 9\cdots\cdots \tag{13-1}$$

3．由于谐波的极数是基波的ν倍，因此，如果令τ_1表示基波极距，τ_ν表示谐波极距，则

$$\tau_\nu=\frac{1}{\nu}\tau_1$$

或

$$\tau_1=\nu\tau_\nu \tag{13-2}$$

即同一个空间角度，对基波是 x 电角度，对 ν 次谐波就是 νx 电角度。

4．从图 3-6 可以看出：在 $x=0$ 处，如果基波为正值，由于三次谐波与基波反方向，便为负值，而五次谐波又与基波同方向，又为正值。同理类推，七次谐波为负值，九次谐波为正值，等等。

根据这些基本概念，我们可以写出单相异步电动机起动绕组的磁势方程式，它为

$$f_a=[F_{a1}\cos x-F_{a3}\cos 3x+F_{a5}\cos 5x-F_{a7}\cos 7x+\cdots\cdots]\cos\omega t \qquad (13\text{-}3)$$

由于工作绕组的位置在空间落后起动绕组 90°，工作绕组的电流在时间上落后起动绕组电流 $\varphi°$，因此仿照式 13-3 可写出工作绕组的磁势方程式，它为

$$f_m=[F_{m1}\cos(x-90°)-F_{m3}\cos 3(x-90°)+F_{m5}\cos 5(x-90°)-F_{m7}\cos 7(x-90°)+\cdots\cdots]\cos(\omega t-\varphi°) \qquad (13\text{-}4)$$

将式 13-3 及式 13-4 相加，便是两相绕组的合成磁势。下面分两种情况研究，即：（1）两相绕组对称运行，（2）两相绕组不对称运行。

一、两相绕组对称运行时的谐波磁势

两相绕组对称运行时，电流之间的相位差为 90°，即 $\varphi=90°$。主、副绕组各次谐波的幅值相等，即：$F_{m1}=F_{a1}=F_1$，$F_{m3}=F_{a3}=F_3$，$F_{m5}=F_{a5}=F_5\cdots\cdots$。此时各次谐波磁势的合成情况如下：

1．基波

$$f_{a1} = F_1 \cos x \cos \omega t$$

$$= \frac{1}{2} F_1 [\cos(x - \omega t) + \cos(x + \omega t)] \qquad (13\text{-}5)$$

$$f_{m1} = F_1 \cos(x - 90°) \cos(\omega t - 90°)$$

$$= \frac{1}{2} F_1 [\cos(x - \omega t) - \cos(x + \omega t)] \qquad (13\text{-}6)$$

总的基波磁势应为

$$f_1 = f_{a1} + f_{m1}$$

$$= F_1 \cos(x - \omega t) \qquad (13\text{-}7)$$

将式 13-7 同式 3-20 或式 10-3 进行比较，可以看出，这是一个正向旋转的圆形旋转磁势。仿照§3-2 求导磁势转速的方法，可以得到基波磁势的转速为

$$\omega_1 = \omega \qquad (13\text{-}8)$$

2．三次谐波

$$f_{a3} = F_3 \cos 3x \cos \omega t$$

$$= \frac{1}{2} F_3 [\cos(3x - \omega t) + \cos(3x + \omega t)] \qquad (13\text{-}9)$$

$$f_{m3} = F_3 \cos 3(x - 90°) \cos(\omega t - 90°)$$

$$= \frac{1}{2} F_3 [-\cos(3x - \omega t) + \cos(3x + \omega t)] \qquad (13\text{-}10)$$

总的三次谐波磁势为

$$f_3 = f_{a3} + f_{m3}$$

$$= F_3 \cos(3x + \omega t) \qquad (13\text{-}11)$$

如果将式 13-11 同式 10-4 相比较可以看出，这是一个反向旋转的圆形旋转磁势，仿照式 3-31 的求导方法，可以得到三次谐波磁势的转速为

$$\omega_3 = -\frac{1}{3}\omega \qquad (13\text{-}12)$$

在式 13-12 中，负号表示三次谐波反向旋转。

3．五次谐波

$$f_{a5}=F_5\cos 5x\cos\omega t$$

$$=\frac{1}{2}F_5[\cos(5x-\omega t)+\cos(5x+\omega t)] \quad (13\text{-}13)$$

$$f_{m5}=F_5\cos 5(x-90^\circ)\cos(\omega t-90^\circ)$$

$$=\frac{1}{2}F_5[\cos(5x-\omega t)-\cos(5x+\omega t)] \quad (13\text{-}14)$$

总的五次谐波磁势为

$$f_5=f_{a5}+f_{m5}$$

$$=F_5\cos(5x-\omega t) \quad (13\text{-}15)$$

如果将式 13-15 同式 13-7 进行比较可以看出，这是一个正向旋转的圆形旋转磁势。仿照式 3-31 的求导方法，可以得到五次谐波磁势的转速，它为

$$\omega_5=\frac{1}{5}\omega \quad (13\text{-}16)$$

根据上面同样的分析方法，可以得到下面的结论：七次谐波合成磁势为反向旋转的圆形旋转磁势，转速为$\omega_7=-\frac{1}{7}\omega$，九次谐波合成磁势又为正向旋转的圆形旋转磁势，转速为 $\omega_9=\frac{1}{9}\omega$，等等。

根据§3-3 的分析我们知道，三相绕组产生的谐波磁势只有 5、7、11、13……，即不包含 3 及 3 的倍数次谐波。而两相绕组在对称运行时却包含所有的奇次谐波磁势。因而谐波对单相电机性能的影响要比三相电机严重得多。由于谐波磁势的幅值反比于谐波次数，三次谐波的次数最低，如不采

取削弱措施，三次谐波的幅值就比较大，对电机性能的危害性也就比较大。

综上所述，在对称运行时，两相绕组所产生的谐波磁势次数可用下面公式表示，即

$$\nu = 4k + 1 \tag{13-17}$$

k 为零及正、负整数。当 ν 值为负号时，表示磁势反方向旋转。谐波磁势的转速为

$$n_\nu = \frac{n_1}{\nu} \tag{13-18}$$

n_1 为基波旋转磁场转速。

二、不对称运行时的谐波磁势

两相不对称运行可能有下面三种情况，即：（1）磁势谐波的幅值不等，即 $F_{m1} \neq F_{a1}$，$F_{m3} \neq F_{a3}$……。（2）电流之间相位差不为 90°，即 $\varphi \neq 90°$。（3）磁势幅值既不相等，电流之间相位差也不是 90°。为简单计，我们以第一种情况为例进行研究，但所得到的结论，三种情况都能适用。

当磁势幅值不等时，基波磁势的合成情况，已在 § 10-4 中进行过研究，从式 10-15 可以看出，此时既有正向旋转的基波磁势，又有反向旋转的基波磁势。下面我们研究三次谐波磁势的合成情况。

$$\begin{aligned} f_{a3} &= F_{a3}\cos 3x \cos \omega t \\ &= \frac{1}{2}F_{a3}[\cos(3x - \omega t) + \cos(3x + \omega t)] \end{aligned} \tag{13-19}$$

$$\begin{aligned} f_{m3} &= F_{m3}\cos 3(x - 90°)\cos(\omega t - 90°) \\ &= \frac{1}{2}F_{m3}[-\cos(3x - \omega t) + \cos(3x + \omega t)] \end{aligned} \tag{13-20}$$

三次谐波的合成磁势为

$$f_3 = f_{a3} + f_{m3}$$
$$= \frac{1}{2}(F_{a3} - F_{m3})\cos(3x - \omega t)$$
$$+ \frac{1}{2}(F_{a3} + F_{m3})\cos(3x + \omega t) \qquad (13\text{-}21)$$

在合成磁势中，既有 $\cos(3x-\omega t)$ 项，也有 $\cos(3x+\omega t)$ 项。即三次谐波合成磁势中，既有正向旋转的圆形磁势，也有反向旋转的圆形磁势。应用同样的方法可以对其他各次谐波进行分析，结论是：在不对称运行时，两相绕组所产生每一次谐波磁势都包含两个分量，即正向旋转的圆形旋转磁势和反向旋转的圆形旋转磁势。因此不对称运行时的谐波分量要比对称运行时多一倍。此时的谐波次数可用下面公式表示

$$\nu = \pm(4k+1) \qquad (13\text{-}22)$$

由于绝大多数情况下，单相电机的两相绕组总是不对称运行的，谐波分量比较多，所以谐波对单相电机性能的影响要比一般三相异步电动机严重得多。

谐波对电机性能的影响主要表现在下面三个方面：

1．使电机的附加损耗增加。

2．引起电机振动并产生噪声。

3．产生附加转矩，使电机起动发生困难。

在单相异步电动机中，谐波产生的同步附加转矩，对起动性能的影响非常严重，下面就这方面问题进行分析。

§13-2　同步附加转矩的产生

单相异步电动机起动性能的最大特点是起动转矩的大小

随定、转子相对位置不同而变化。图 13-1 是 BO7124 单相电机的起动转矩曲线，纵座标是起动转矩倍数，横座标是定、转子的相对位置。从图中曲线可以清楚地看出，当定、转子的相对位置变化一个转子齿距 t_2 的距离时，起动转矩波动了两个周期，起动转矩倍数最大等于2.4，最小只有0.4。起动转矩如此大幅度波动的原因是由谐波磁场所产生的同步附加转矩而引起的。

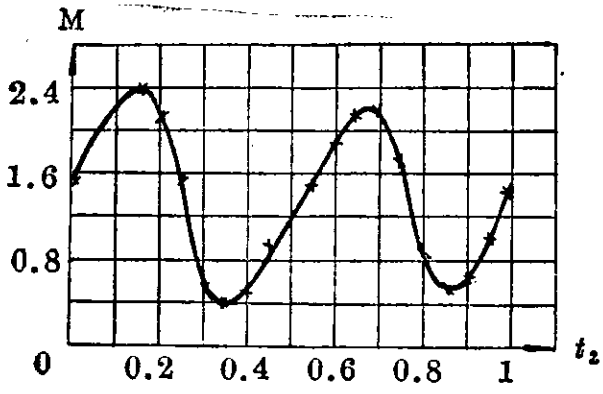


图 13-1

从§13-1的分析我们知道，两相绕组除了产生基波磁场以外还要产生一系列的谐波磁场。这些定子谐波磁场切割转子绕组，在转子绕组中产生谐波电流，因而转子绕组也要产生一系列谐波磁场。从§ 6-5 的分析我们知道，如果定子的 ν_a 次谐波感应产生一转子 μ_a 次谐波，这转子上的 μ_a 次谐波如果同定子上的另一次谐波 ν_b 符合下面两个条件就要产生同步附加转矩。

1．定、转子谐波磁场的次数相同；

2．定、转子谐波磁场的转速相等。

这是产生同步附加转矩的一般化条件。对起动这样一个特定情况而言，只要定、转子谐波磁场的次数相同，即只要 $\nu_b=\mu_a$，则定、转子谐波磁场的转速一定相等，即必定存在 $n_b=n_a$。也就是说，在起动时只要定、转子谐波次数相同，一定产生同步附加转矩。这可证明如下：

根据式 13-18 可知，定子 ν_a 次谐波磁场的转速为$\frac{n_1}{\nu_a}$。在起动时，转子同定子一样处于静止状态，因此 ν_a 次谐波切割转子的速率也为$\frac{n_1}{\nu_a}$。定子 ν_a 次谐波的磁极对数为$\nu_a P$，它在转子中产生的电流频率应为（参考式 2-5）

$$f_a = \frac{\nu_a p \frac{n_1}{\nu_a}}{60}$$

$$= \frac{P n_1}{60} \qquad (13\text{-}23)$$

频率为 f_a 的转子电流流入转子绕组后，要产生一系列谐波磁势，其中 μ_a 次谐波的极对数为 $\mu_a P$，它的转速为

$$n_a = \frac{60 f_a}{\mu_a p} = \frac{n_1}{\mu_a} \qquad (13\text{-}24)$$

而定子上 ν_b 次谐波的转速为

$$n_b = \frac{n_1}{\nu_b} \qquad (13\text{-}25)$$

比较式 13-24 及式 13-25 可以看出，当定子 ν_b 次谐波与转子上的 μ_a 次谐波次数相等时，即 $\nu_b = \mu_a$ 时，在起动瞬间，它们的转速一定相等。所以只要定、转子上的谐波次数相同，起动时一定会产生同步附加转矩。

根据一般同步电机的知识我们知道，同步转矩的大小会随定、转子磁场之间的相对位置而变化。最简单的情况可由下式表示

$$M = M_{max} \sin\theta \qquad (13\text{-}26)$$

当 θ 在 0—180° 范围内，同步转矩为正值，可帮助电机起动，使起动转矩增大。而当 θ 在 180—360° 范围内，同步转矩为

负值，就妨碍电机起动，使起动转矩减少。所以，当定、转子的相对位置变化时，定、转子谐波磁场之间的夹角在改变，同步附加转矩的大小和方向都在改变，使得单相异步电动机的起动转矩随转子位置而波动。

由于单相电阻起动电机的工作绕组电流$\dot{I}_m$与起动绕组电流$\dot{I}_a$之间相位移一般只有30°左右，磁场的椭圆度比较大，所以谐波情况严重，同步附加转矩就比较大，因此起动转矩随定、转子相对位置变化而波动的幅度也比较大。而单相电容起动异步电动机，由于串接有电容器，使得工作绕组电流$\dot{I}_m$与起动绕组电流$\dot{I}_a$之间相位角φ较大，能够使$\varphi>70°$，旋转磁场比较接近圆形，谐波磁场较小，产生的同步附加转矩并不严重，所以，起动转矩随定、转子相对位置不同而变化的情况就不十分明显。

§13-3 产生同步附加转矩谐波次数的确定

根据§13-2的分析我们已经了解到：定子ν_a次谐波在转子上感应产生一个μ_a次谐波，只要转子上的μ_a次谐波同定子上的另一次谐波ν_b次数相同，在起动时就要产生同步附加转矩。

在对称运行时，定子谐波次数可用式13-17来决定。而在不对称运行时，定子谐波次数则可用式13-22来决定。

转子谐波次数可用下面公式决定（证明略，见柯斯秦珂著电机学特殊部分）。

$$\mu = K\frac{z_2}{p} + \nu \qquad (13\text{-}27)$$

其中：K——为零及正、负整数；

z_2——转子齿数；

p——基波磁极对数；

ν——定子谐波次数。

现在，我们用一个具体电机来说明如何确定产生同步转矩的谐波次数。这个电机的数据是：4 极，定子齿数 $z_1=24$，转子齿数 $z_2=22$。

当两相绕组不对称运行时，定、转子谐波谱如表 13-1 所示。从表中数据可以看出：正向旋转的基波分量（$\nu=+1$）产生的 -21 及 $+23$ 次转子谐波，将同定子的 -21 次及 $+23$ 次谐波相作用而产生同步附加转矩。反向旋转的基波分量（$\nu=-1$）产生的 $+21$ 次及 -23 次转子谐波，将同定子的

表 13-1

定子谐波	转子谐波 μ				
ν	$K=0$	$K=-1$	$K=+1$	$K=-2$	$K=+2$
+1	+1	−10	+12	−21	+23
−1	−1	−12	+10	−23	+21
+3	+3	−8	+14	−19	+25
−3	−3	−14	−19	−25	+19
+5	+5	−6	+16	−17	+27
−5	−5	−16	+6	−27	+17
+7	+7	−4	+18	−15	+29
−7	−7	−18	+4	−29	+15

续表

定子谐波	转子谐波 μ				
ν	$K=0$	$K=-1$	$K=+1$	$K=-2$	$K=+2$
+9	+9	−2	+20	−13	+31
−9	−9	−20	+2	−31	+13
+11	+11	0	+22	−11	+33
−11	−11	−22	0	−33	+11
+13	+13	+2	+24	−9	+35
−13	−13	−24	−2	−35	+9
+15	+15	+4	+26	−7	+37
−15	−15	−26	−4	−37	+7
+17	+17	+6	+28	−5	+39
−17	−17	−28	−6	−39	+5
+19	+19	+8	+30	−3	+41
−19	−19	−30	−8	−41	+3
+21	+21	+10	+32	−1	+43
−21	−21	−32	−10	−43	+1
+23	+23	+12	+34	+1	+45
−23	−23	−34	−12	−45	−1
+25	+25	+14	+36	+3	+47
−25	−25	−36	−14	−47	−3

+21 次及 −23 次谐波相作用而产生同步附加转矩。从表13-1 可以看出，当两相绕组不对称运行时，几乎每一次定子谐波所产生的转子奇次谐波都能和另一次定子谐波相作用而产生同步附加转矩，因此，起动转矩随定、转子相对位置而波动的情况，是比较严重的。

下面我们再分析两相绕组对称运行时的情况。此时定、转子谐波谱如表 13-2 所示。对于这个具体电机而言，每一次定子磁势所产生的转子谐波，都不可能与另一次定子谐波相作用而产生同步附加转矩，因此起动转矩是比较平稳的，它的大小不会随定、转子相对位置变化而波动。

表 13-2

定子谐波	转子谐波 μ				
ν	$K=0$	$K=-1$	$K=+1$	$K=-2$	$K=+2$
+1	+1	−10	+12	−21	+23
−3	−3	−14	+8	−25	+19
+5	+5	−6	+16	−17	+27
−7	−7	−18	+4	−29	+15
+9	+9	−2	+20	−13	+31
−11	−11	−22	0	−33	+11
+13	+13	+2	+24	−9	+35
−15	−15	−26	−4	−37	+7
+17	+17	+6	+28	−5	+39
−19	−19	−30	−8	−41	+3
+21	+21	+10	+32	−1	+43
−23	−23	−34	−12	−45	−1
+25	+25	+14	+36	+3	+47

为了改善起动性能，使起动转矩不要随定、转子相对位置不同而波动，起动时应力求使两相绕组对称运行，即起动时产生圆形旋转磁场。但这在单相电机中往往是很难做到的。在单相电机中为了削弱同步附加转矩，必须尽可能减少定子磁势谐波，而减少定子磁势谐波的有效措施就是采用正弦绕组。

§13-4 正弦绕组

一、正弦绕组的构成原理

尽可能减少定子谐波磁势，就是希望定子产生的磁势尽可能是一个正弦波。而要使定子产生的磁势为一正弦波，则定子导体在空间应按余弦规律连续分布。这个道理可以通过图 13-2 来说明。

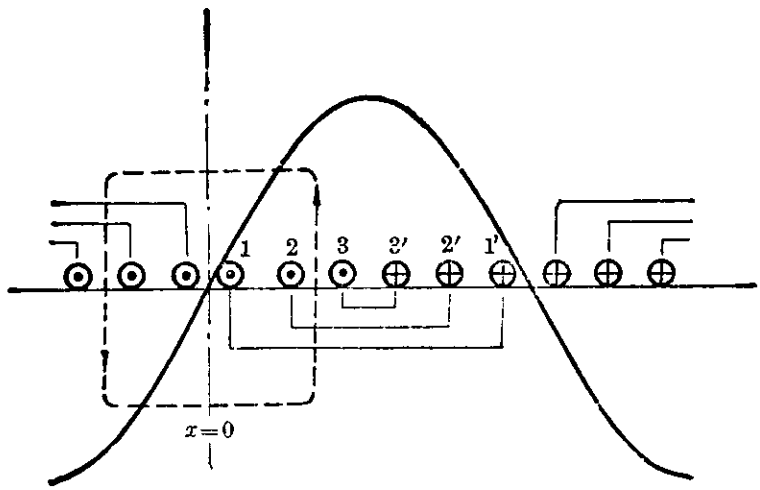


图 13-2

在图 13-2 中，导体 1、2、3 分别与导体 1′、2′、3′ 组成了同心式绕组。在正弦绕组中，这些同心线圈的匝数并不

相等。如果令 $n(x)$ 表示导体线密度(即圆周单位长度上的导体数）分布曲线，则线负载（即圆周单位长度上的电流）分布曲线应为

$$A(x)=\sqrt{2}In(x) \tag{13-28}$$

I 为导体中电流的有效值，$\sqrt{2}I$ 则为最大值。根据全电流定律我们知道：作用在距原点 x 处的磁通回路（图 13-2 中的虚线）的磁势应为

$$\int_{-x}^{x}A(x)dx=2\int_{0}^{x}A(x)dx \tag{13-29}$$

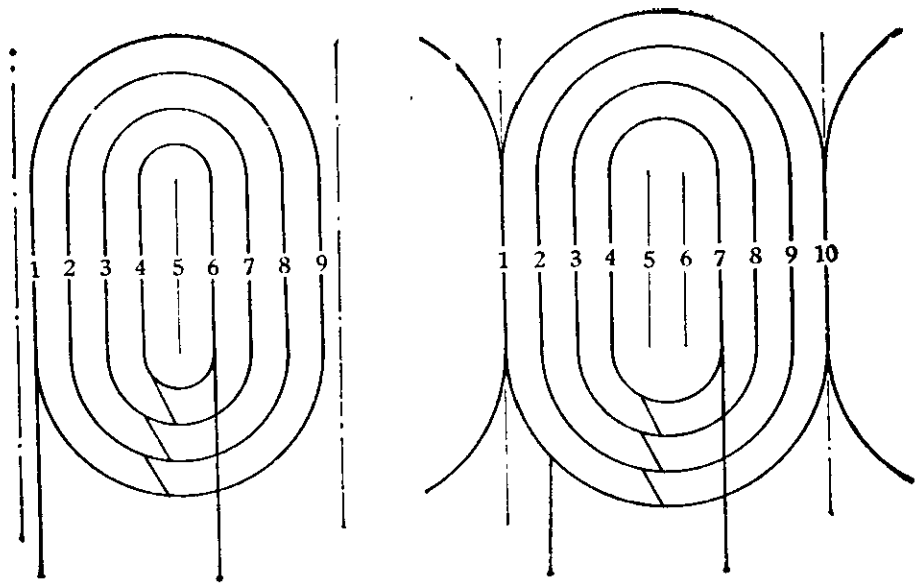
如果略去铁中磁阻，这些磁势应消耗在两个空气隙中，故作用在每一个空气隙中的磁势应为

$$\begin{aligned}f(x)&=\int_{0}^{x}A(x)dx\\&=\sqrt{2}I\int_{0}^{x}n(x)dx\end{aligned} \tag{13-30}$$

根据式 13-30 可以看出：要使作用在空气隙各点的磁势 $f(x)$ 按照正弦规律分布，则沿空气隙各点的导体分布 $n(x)$ 应为一余弦波。换句话说：只有当导体在空间按余弦规律连续分布时，这些导体所产生的磁势在空间才是一个正弦波，而不包含任何谐波。

二、正弦绕组实例计算

现以图 13-3（a）这台具体电机为例来说明正弦绕组导体分布的计算方法。这个电机是每极 9 槽，因此两个槽之间的距离 $\alpha=\frac{180}{9}=20°$ 电角度。槽 1 距原点距离为 $\frac{1}{2}\alpha$，槽 2 距原点距离为 $\frac{3}{2}\alpha$，槽 3 距原点距离为 $\frac{5}{2}\alpha$，……。它们



(a) (b)

图 13-3

的余弦值分别为

元件 1—9 的余弦值 $\cos\frac{1}{2}\alpha = \cos 10° = 0.985$

元件 2—8 的余弦值 $\cos\frac{3}{2}\alpha = \cos 30° = 0.866$

元件 3—7 的余弦值 $\cos\frac{5}{2}\alpha = \cos 50° = 0.643$

元件 4—6 的余弦值 $\cos\frac{7}{2}\alpha = \cos 70° = 0.342$

每极元件余弦值的总和

$$= 0.985 + 0.866 + 0.643 + 0.342 = 2.836$$

元件 1—9 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.985}{2.836} \times 100\%$

$$= 34.6\%$$

元件 2—8 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.866}{2.836} \times 100\%$

$$= 30.6\%$$

元件 3—7 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.643}{2.836} \times 100\%$

$$= 22.7\%$$

元件 4—6 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.342}{2.836} \times 100\%$

$$= 12.1\%$$

图 13-3 (*b*) 是正弦绕组的另一种布置方案。用上面类似的方法可以计算各元件匝数所占的百分比。唯一的区别是元件 1—10 只有计算值的一半，另一半须放在另一个极面下。具体方法如下：

元件 1—10 的余弦值 $= \frac{1}{2}\cos 0° = 0.5$

元件 2—9 的余弦值 $= \cos\alpha = \cos 20° = 0.9397$

元件 3—8 的余弦值 $= \cos 2\alpha = \cos 40° = 0.7660$

元件 4—7 的余弦值 $= \cos 3\alpha = \cos 60° = 0.5$

每极元件余弦值的总和 =

$$0.5 + 0.9397 + 0.7660 + 0.5 = 2.706$$

元件 1—10 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.5}{2.706}$

$$\times 100\% \quad = 18.5\%$$

元件 2—9 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.9397}{2.706} \times 100\%$

$$= 34.7\%$$

元件 3—8 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.7660}{2.706} \times 100\%$

$$= 28.3\%$$

元件 4--7 的匝数占每极匝数的百分率 $= \frac{0.5}{2.706} \times 100\%$

$= 18.5\%$

根据上面的计算，我们可以看到正弦绕组的两个特点：

1．在正弦绕组中，每个元件的匝数并不相等。跨距大的元件匝数多，跨距小的元件匝数少。

2．根据正弦绕组的导体分布规律，从结构上看，只能采用同心式绕组。

目前国内单相异步电动机所采用的各种正弦绕组导体分布情况，详见附录Ⅳ表—8，它们就是用上面所介绍的方法计算出来的。

三、正弦绕组中的谐波问题

上述的正弦绕组可以显著地削弱定子绕组产生的磁势谐波，但却无法完全消灭磁势谐波，这是由于下面两点原因：

1．根据式 13-30，我们知道，要使磁势曲线为一正弦波，则导体必须按余弦规律连续分布。但实际上导体总是放在槽中的，所以导体是按照余弦规律断续分布的，这样的绕组所产生的磁势波呈阶梯形（图 13-4）。它比一般绕组产生的磁势波接近正弦形，但并不是一个纯粹的正弦波。阶梯形与正弦波之差，就是正弦绕组所产生的高次谐波磁势。这种谐波是由齿槽存在而引起的，称为齿谐波。

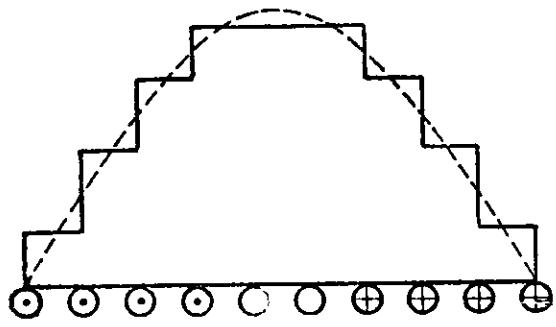


图 13-4

2．根据电工的一般概念，在磁势相同的条件下，线圈包围的面积大，产生的磁通就多；线圈包围的面积小，产生的磁通便少。在图 13-3（*b*）中由槽 5 及槽 6 组成的元件，包围的面积很小，产生的磁通也很少。为了节省导线，往往将这两个槽空着不用，这也是导体不能按余弦规律连续分布的原因之一，因而增加了正弦绕组的谐波分量。所以正弦绕组只能削弱谐波磁势，并不能完全消除谐波磁势。要进一步削弱谐波磁势对起动性能的影响，转子必须斜槽。

§13-5 转子斜槽

转子斜槽是削弱谐波影响的有力措施之一，其原理已在§6-5 中进行了扼要说明。从对图 6-23 的分析可以看出，转子槽斜过的距离 b 一定要等于能产生附加转矩的那一次谐波极距 τ_ν 的 2 倍（图 13-5），即

$$b = 2\tau_\nu \tag{13-31}$$

此关系在消除同步附加转矩时也成立。下面以表 13-1 所对应的那台电机为例，说明决定转子斜槽程度的方法。

表 13-1 给出了这台电机定、转子可能产生的谐波磁场，起动时能够产生同步附加转矩的谐波次数是很多的。但如果采用表 13-3 所示的正弦绕组，谐波次数便可大大减少。表 13-4 列出了表 13-3这种正弦绕组的谐波强度。所谓谐波强度是指谐波磁势幅值 F_ν 与基波磁势幅值 F_1 的比值，谐波强度 a_ν 的数学表示式为

$$a_\nu = \frac{F_\nu}{F_1}$$

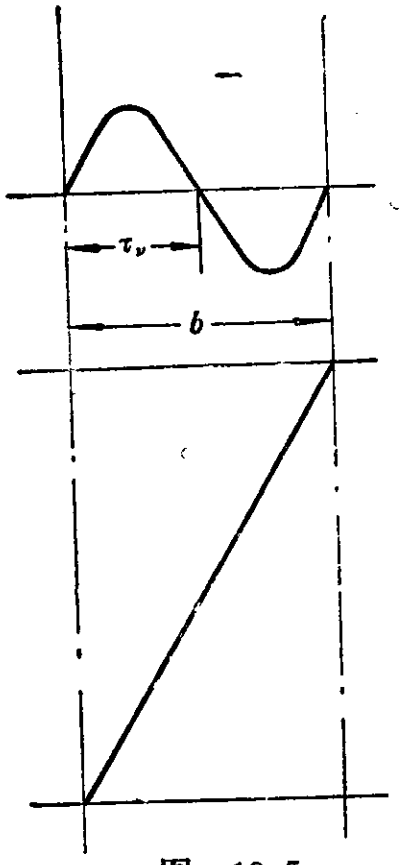


图 13-5

从表 13-4 可以看出：3、5、7、9 及 15、17、19、21 的谐波强度为零（近似值），它们已不存在。只有 11、13及 23、25 谐波尚存在，这四种谐波切割转子导体，在转子导体中感应电势产生电流，使转子产生一系列谐波磁势。当两相绕组不对称运行时定、转子谐波谱如表 13-5 所示。从表中数字可以看出，起动时产生同步附加转矩的谐波次数为±11次及± 23 次。而 11 次的谐波强度又较 23 次的大（表13-4），是产生同步附加转矩的主要谐波，转子斜槽应以消除 11 次谐波的影响为主。此时转子槽倾斜度的大小可用下面方法计算。

定子基波磁势极距为

$$\tau_1 = \frac{\pi D}{2p} \tag{13-32}$$

表 13—3

槽　　号	1	2	3	4	5	6	7
每槽所占导体百分数	26.8	46.4	26.8	×	26.8	46.4	26.8
线圈接法							

表 13—4

谐波次数	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
谐波强度	0	0	0	0	0.0909	0.0769	0	0	0	0	0.0435	0.0400

表 13—5

定子谐波 ν	转子谐波 μ				
	$K=0$	$K=-1$	$K=+1$	$K=-2$	$K=+2$
+1	+1	−10	+12	−21	+23
−1	−1	−12	+10	−23	+21
+11	+11	0	+22	−11	+33
−11	−11	−22	0	−33	+11
+13	+13	+2	+24	−9	+35
−13	−13	−24	−2	−35	+9
+23	+23	+12	+34	+1	+45
−23	−23	−34	−12	−45	−1
+25	+25	+14	+36	+3	+47
−25	−25	−36	−14	−47	−3

式中：D——定子内径；

p——基波磁极对数。

根据式 13-2 的分析我们知道，11 次谐波的极距 τ_{11} 应为基波极距的十一分之一，即

$$\tau_1 = \frac{1}{11}\tau_1 = \frac{\pi D}{22p} \tag{13-33}$$

要消除 11 次谐波的影响，转子槽的斜度 b 应等于 11 次谐波极距的 2 倍（式 13-31），即

$$b = 2\tau_{11} = 2\frac{\pi D}{22p} = \frac{\pi D}{11p} \tag{13-34}$$

对于现在所研究的这个具体电机而言，$p=2$，$z_2=22$，所以要消灭 $\nu=11$ 次谐波的影响，转子槽的斜度应为

$$b = \frac{\pi D}{11\times 2} = \frac{\pi D}{22} = \frac{\pi D}{z_2} = t_2 \tag{13-35}$$

即转子槽斜过的距离 b 正好等于一个转子齿距 t_2。如转子槽的斜度不是正好等于一个转子齿距，便不能消除 11 次谐波转矩的影响，起动转矩仍然会随定、转子相对位置变化而波动。从图 13-6 可以看出：当转子斜槽的距离等于转子齿距 t_2 时，起动转矩比较平稳。而当转子斜槽的距离等于定子齿距 t_1 时，起动转矩便大幅度波动。斜槽距离略有变化，对起动转矩的影响就大不一样了。

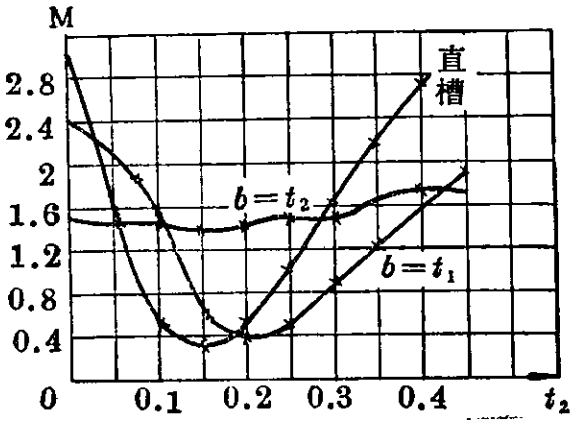


图 13-6

§13-6 正弦绕组的绕组系数计算

绕组系数是表示绕组性能的一个很重要的参数，在计算绕组磁势及电势时要经常用到它。一般单层及双层绕组的绕

组系数计算方法已在§ 2-4 进行过研究，下面讨论正弦绕组的绕组系数计算方法。

在计算正弦绕组的绕组系数时，应注意下面两个问题：

1．正弦绕组都是采用同心式绕组。从图 13-3 可以看出，同心式绕组中每个线圈的跨距各不相同，因此这些线圈的短距系数也各不相等。但所有线圈的中心线都是重合在一起的，因此每个线圈的感应电势相位相同，所以同心式绕组的分布系数等于 1．换句话说：计算正弦绕组的绕组系数，就是计算它的短距系数。

2．根据式 2-13 可知，短距系数的定义及计算公式为

$$k_y = \cos\frac{1}{2}\beta = \frac{\text{短距线圈电势}}{\text{整距线圈电势}} \qquad (13\text{-}36)$$

从式 13-36 可以看出：一个匝数为 W 的短距线圈的感应电势，等于一个匝数为 k_yW 的整距线圈的感应电势。W 为线圈的实际匝数，而 k_yW 则称为有效匝数。所以短距系数也可以定义为

$$\text{短距系数} = \frac{\text{有效匝数}}{\text{实际匝数}} = \frac{k_yW}{W} = k_y \qquad (13\text{-}37)$$

式 13-37 是计算正弦绕组绕组系数的基本公式，下面以图13-3（a）所示的正弦绕组为例说明计算绕组系数的具体方法。

当每极 9 槽而又采用图 13-3(a)所表示的正弦绕组时，元件 1-9 匝数的百分率为 34.6%，假定每极总匝数为100，则元件 1-9 的实际匝数便为 34.6 匝（表 13-6）。每极 9 槽时，每两个槽之间的夹角为 $\alpha = \frac{180}{9} = 20°$．元件 1-9 的短距角为 $\beta = 20°$，它的短距系数为 $\cos\frac{1}{2}\beta = \cos\frac{1}{2}20° = 0.9848$．

因此元件 1-9 的有效匝数为 $W\cos\frac{1}{2}\beta = 34.6\times 0.9848 = 34$ 匝。应用同样的方法可以分别计算出元件 2-8、3-7、4-6 的实际匝数及有效匝数，它们的数据列于表 13-6 中。因此对图 13-3（a）这个正弦绕组而言，如果它的每极实际匝数为 100，它的有效匝数便为 79.24，所以它的绕组系数为 $\frac{79.24}{100} = 0.7924$。表 13-6 就表示了一般正弦绕组绕组系数的计算过程及方法。

表 13—6

元　件	元件实际匝数 W	元件短距角 β	元件短距系数 $COS\frac{1}{2}\beta$	元件有效匝数 $WCOS\frac{1}{2}\beta$	正弦绕组的绕组系数 k_w
1—9	34.6	20	0.9848	34	$k_w=\frac{79.24}{100}$
2—8	30.6	3×20	0.8660	26.5	$=0.7924$
3—7	22.7	5×20	0.6428	14.6	
4—6	12.1	7×20	0.3420	4.14	
总　和	100			79.24	

小　结

三相绕组对称运行时，产生的谐波磁势只有 5、7、11、13……即不包含三及三的倍数次谐波。而两相绕组对称运行时，却产生所有的奇次谐波磁势。因而，即使在对称运行时，两相电机的谐波情况也比三相电机严重。三相电机总是在对称情况下运行，而单相电机中的两相绕组总是在不对称情况下运行。当两相绕组不对称运行时，每一次谐波磁势均

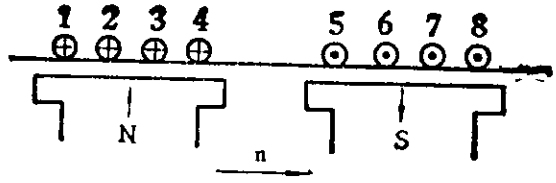
有正转及反转两个分量，谐波情况就更加严重了。

一般情况下，谐波对电机性能产生三个方面的影响：（1）使电机附加损耗增加；（2）引起电机振动并产生噪声；（3）产生附加转矩使电机起动发生困难。对单相异步电动机而言，第三点影响特别突出。单相异步电动机的起动转矩随定、转子相对位置不同而波动，在某些转子位置起动转矩大，而在另一些转子位置起动转矩又减少，严重影响起动性能指标的提高，而造成这种情况的原因，就是由于谐波磁场所产生的同步附加转矩。

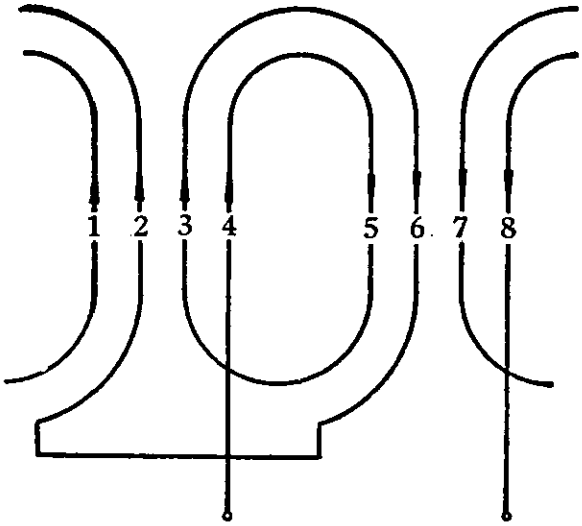
削弱谐波磁势最有力的措施是采用正弦绕组。不过正弦绕组并不能完全消除谐波磁势，要进一步消除谐波磁势对起动性能的影响，转子必须斜槽。

绕组系数是表示绕组性能的一个很重要的参数。由于正弦绕组都是采用同心式结构，因此计算正弦绕组的绕组系数就是计算同心式绕组的绕组系数。计算同心式绕组的绕组系数有两种不同的观点：（1）在§2-4中，我们曾经提到，同心式绕组的短距系数等于一，计算同心式绕组的绕组系数就是计算它的分布系数。（2）但§13-6中，我们却说，同心式绕组的分布系数等于一，计算同心式绕组的绕组系数，就是计算它的短矩系数。这两个观点并不矛盾，下面我们以图13-7为例来说明它们的统一性。

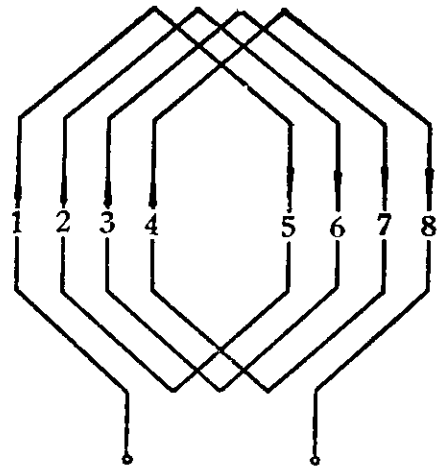
在图13-7（a）中，假定磁极从左向右在运动，导体1、2、3、4为N极磁通所切割，它们的感应电势方向为流入纸面，导体5、6、7、8为S极磁通所切割，它们的感应电势方向为流出纸面。这8根导体如果采用图13-7（b）的接法，它就是同心式绕组，显然，每个元件都是短距的，这些



(a)



(b)



(c)

图 13-7

短距元件的感应电势均同相，因此元件之间的分布系数为一。所以计算同心式绕组的绕组系数就是计算它的短距系数。但如果这 8 根导体采用图 13-7（c）的接法，它就是全距绕组，因此它的短距系数为一，计算这个绕组的绕组系数就是计算它的分布系数。图 13-7（b）及图 13-7（c）是同样的 8 根导体，只是接法不同而已。因此这两种绕组的总电势 E 应该一样大。既然这两种绕组导体数相同，感应电势一样大，所以这两种绕组的绕组系数必定相等。因此计算同心式绕组的绕组系数，可以按照它的本来面貌[图13-7(b)]，计算它的短距系数。也可以用图 13-7（c）的假想接法，计

算它的分布系数，结果是一样的。但对正弦绕组而言，由于各槽导体数不等，以采用图 13-7 (*b*) 的接法计算短距 系数比较方便。

附录I　复数、矢量与相量

异步电动机是一种交流电动机。在分析异步电动机的电磁感应作用原理和运行性能时，我们要应用相量图和等效电路，这就涉及到复数、矢量与相量的概念和运算。为了便于大家学习和掌握异步电动机的原理，本附录介绍了复数、矢量与相量的基本知识。

一、虚数 j 的产生

我们知道，方程

$$x^2+1=0$$

或方程

$$x^2=-1 \tag{I-1}$$

的解是

$$x_{1,2}=\pm\sqrt{-1} \tag{I-2}$$

它们不再属于实数的范围。我们把$\sqrt{-1}$叫做虚数单位，用 j 表示，即

$$j=\sqrt{-1} \tag{I-3}$$

而 $j^2=-1$。

虚数不“虚”。过去，历史上人们把$\sqrt{-1}$叫做虚数，认为它是一个虚幻、神秘、不可理解的数。虚数$\sqrt{-1}$决不是凭空产生的，更不是某些人臆造出来的。实数单位是 1，虚数单位是 j，它们是一对相互对立的矛盾。在数的发生和

发展的过程中，由于矛盾的运动，自然而然产生了虚数。恩格斯在《反杜林论》里说："……可是$\sqrt{-1}$在许多情况下毕竟是正确的数学运算的必然结果；不仅如此，如果不准用$\sqrt{-1}$来运算，那末数学，无论是初等数学或高等数学，将怎么办呢？"

实际上，在有关电的一些学科里要用到虚数，流体力学和其它一些学科里也要用到它；并且在某些场合还非用它不可。它的实际意义就在这些应用之中。

二、复数

复数的形式是

$$z = p + qj \tag{I-4}$$

其中 p 是复数的实部，qj 是复数的虚部，而 p，q 本身都是实数。复数是实数与虚数的统一体。

任何一个数，我们都可以把它看作复数。当 $q=0$ 时，复数就成为实数，当 $p=0$ 时，复数就成为纯虚数。例如

$1=1+0j$，$j=0+1\cdot j$，$\sqrt{-2}=\sqrt{2}j=0+\sqrt{2}j$

等等。

三、复数与矢量

我们把数与图形结合起来。

在平面上取两条互相垂直的数轴：横轴与纵轴。如果在横轴上取一线段长 2，表示实数 2；在纵轴上取一线段长 3，表示虚数 $3j$；那么，横轴就叫实轴，纵轴就叫虚轴。这样，在平面上，我们就得到一个点（图 I-1），这个点就代表复数

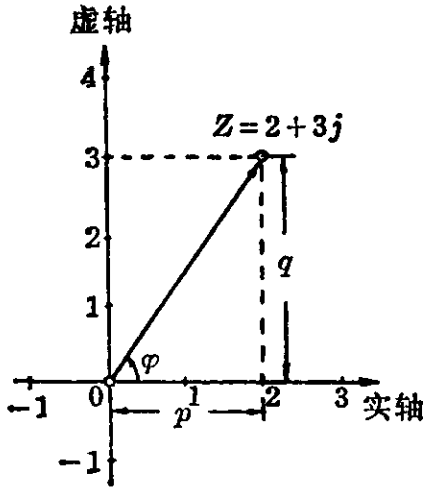


图 I-1

$$Z = 2 + 3j$$

这样的平面叫做复平面。

我们可以看出：任何一个复数，在复平面上都可以找到一个点与它相对应；反之，在复平面上的任意一点，都可以找到一个复数与它相对应。因而，复数与复平面上的点是“一一对应”的。

从原点 O 起，到 Z 点止，画一个指向 Z 点的带箭头的线段，我们就得到一个矢量$\vec{OZ}$，它的长度$\overline{OZ}$，叫做矢量$\vec{OZ}$的模。今后所有的矢量都以原点为起点。

复平面上的点与矢量是一一对应的。因而，复数与矢量，也是一一对应的。所以有：

$$\vec{OZ} = Z = p + qj \qquad (I\text{-}5)$$

今后，讲到矢量，也就是讲复数，也就是指复平面上的一点，这三者是等效的，例如图 I-2 所示，复平面上的一点$P(-3, 4)$，就是复数 $-3+4j$，也就是矢量$\vec{OP}$。

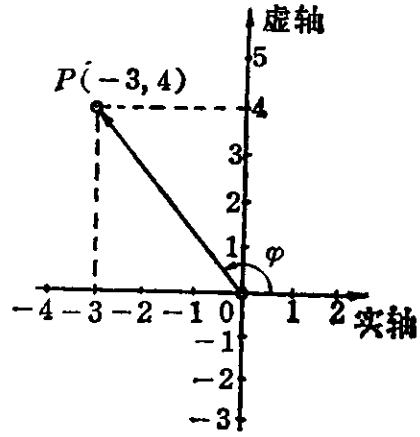


图 I-2

四、复数的其他表达式

1．三角式

在图 I-1 的复平面上，我们有：

$$q = \overline{OZ} \sin \varphi$$

$$p = \overline{OZ}\cos\varphi$$

因而

$$\vec{OZ} = p + qj = \overline{OZ}(\cos\varphi + j\sin\varphi) \qquad (\text{I}-6)$$

其中

$$\left.\begin{aligned} \overline{OZ} &= \sqrt{p^2+q^2} \\ \operatorname{tg}\varphi &= \frac{q}{p} \\ \varphi &= \operatorname{arc\,tg}\frac{q}{p} \end{aligned}\right\} \qquad (\text{I}-7)$$

或

$\overline{OZ}$ 是复数的模，φ 称为复数的幅角。（I-6）式就是矢量 $\vec{OZ}$ 或复数 $p+qj$ 的三角表达式。

例如：

$$\vec{OZ} = Z = 2 + 3j$$

$$\overline{OZ} = \sqrt{2^2+3^2} = \sqrt{13}$$

$$\operatorname{tg}\varphi = \frac{3}{2}; \qquad \varphi = \operatorname{arc\,tg}\frac{3}{2}$$

$$\therefore \quad \vec{OZ} = Z = \sqrt{13}\,(\cos\varphi + j\sin\varphi)$$

2. 极标式（或极座标式）

由于

$$e^x = 1 + x + \frac{x^2}{2!} + \frac{x^3}{3!} + \cdots\cdots$$

$$\sin x = x - \frac{1}{3!}x^3 + \frac{1}{5!}x^5 - \cdots\cdots$$

$$\cos x = 1 - \frac{1}{2!}x^2 + \frac{1}{4!}x^4 - \cdots\cdots$$

所以有

$$e^{j\varphi} = 1 + (j\varphi) + \frac{1}{2!}(j\varphi)^2 + \frac{1}{3!}(j\varphi)^3$$

$$+\frac{1}{4!}(j\varphi)^4+\frac{1}{5!}(j\varphi)^5+\cdots\cdots$$

$$=1+j\varphi-\frac{1}{2!}\varphi^2-\frac{1}{3!}j\varphi^3+\frac{1}{4!}\varphi^4+\frac{1}{5!}j\varphi^5-\cdots$$

$$=\left(1-\frac{1}{2!}\varphi^2+\frac{1}{4!}\varphi^4-\cdots\cdots\right)$$

$$+j\left(\varphi-\frac{1}{3!}\varphi^3+\frac{1}{5!}\varphi^5-\cdots\cdots\right)$$

$$=\cos\varphi+j\sin\varphi$$

因而有：

$$\vec{OZ}=Z=\overline{OZ}\,(\cos\varphi+j\sin\varphi)=\overline{OZ}e^{j\varphi}=\overline{OZ}\angle\varphi \qquad (\text{I}-8)$$

它就是矢量 $\vec{OZ}$ 的极标式。

五、复数运算

1．相等

如果有两个复数 $A=a_1+a_2j$ 及 $B=b_1+b_2j$ 相等，即 $A=B$，或

$$a_1+a_2j=b_1+b_2j$$

则必定是它们的实部相等，它们的虚部也相等；也就是

$$a_1=b_1$$

$$a_2=b_2$$

反之，如果有两个复数，它们的实部与虚部分别相等，即

$$a_1=b_1$$

$$a_2=b_2$$

则这两个复数必定相等，即

$$a_1 + a_2 j = b_1 + b_2 j$$

2. 加法与减法

设有两个复数 $A = a_1 + a_2 j$ 及 $B = b_1 + b_2 j$，则它们的和是：

$$C = A + B = (a_1 + a_2 j) + (b_1 + b_2 j)$$
$$= (a_1 + b_1) + (a_2 + b_2) j \qquad (\text{I}-9)$$

把数与形结合起来，从图 I-3 可以看出：复数 C 的矢量 $\overrightarrow{OC}$ 就是以 $\overrightarrow{OA}$和$\overrightarrow{OB}$ 为两边的平行四边形的对角线，这和力学中的合力的求法完全一样。合力的求法就是复数加法运算的物理模型。

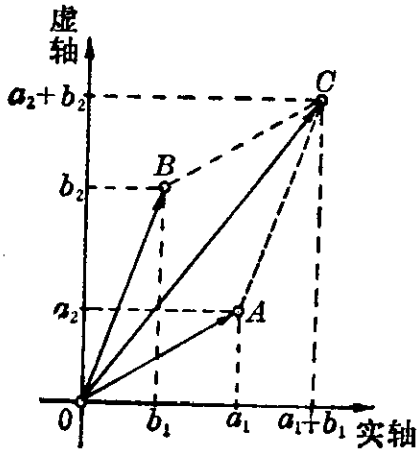


图 I-3

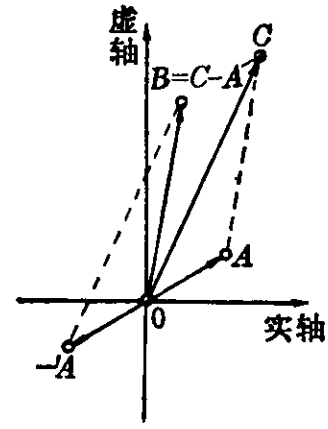


图 I-4

减法是加法的逆运算。当问到 $A + ? = C = c_1 + c_2 j$ 时，实际上这个问题的解法就是减法。问题中的问号就是：

$$? = C - A = (c_1 + c_2 j) - (a_1 + a_2 j)$$
$$= (c_1 - a_1) + (c_2 - a_2) j = B \qquad (\text{I}-10)$$

由于 $C - A = C + (-A)$，如果 $A = a_1 + a_2 j$，那末 $-A = -a_1 - a_2 j$（图 I-4）。有了 $-A$ 之后，减法与加法就统一

起来了。

在这里，顺便提一下共轭复数的概念。

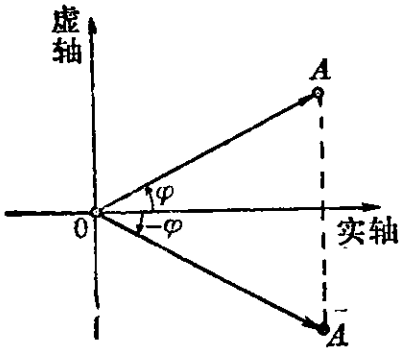


图 I-5

设复数$A=a_1+a_2j$为已知的复数，则$X=a_1-a_2j$与复数A互为共轭复数，并把X记作$\overline{A}$。

共轭复数的几何图形是与实轴对称的两个矢量（见图 I-5）。

共轭复数的三角式与极标式：

若 $$A=a_1+a_2j=a(\cos\varphi+j\sin\varphi)=a\angle\varphi$$

则 $$\overline{A}=a_1-a_2j=a(\cos\varphi-j\sin\varphi)=a\angle-\varphi$$

其中a是它们的模：

$$a=\sqrt{a_1^2+a_2^2}$$

3．乘法与除法

我们已经知道，在实数范围里负数是正数的相反数。并且其运算规则是：负正得负，负负得正。它意味着，对“正”的否定得“负”；对“负”的否定得“正”。在数的范围里，实数与虚数是一对矛盾。类似地也有运算规则：虚实得虚，虚虚得实，即$j\cdot 1=j$，$j\cdot j=-1$。

如果现在有$A=a_1+a_2j$，$B=b_1+b_2j$，那末

$$\begin{aligned}A\cdot B&=(a_1+a_2j)\cdot(b_1+b_2j)\\&=(a_1b_1-a_2b_2)+(a_1b_2+a_2b_1)j\end{aligned}\qquad(\text{I-11})$$

如果用复数的三角式，设

$$A=a(\cos\varphi+j\sin\varphi)$$

$$B=b(\cos\psi+j\sin\psi)$$

则
$$A\cdot B=ab(\cos\varphi+j\sin\varphi)(\cos\psi+j\sin\psi)$$
$$=ab\{(\cos\varphi\cos\psi-\sin\varphi\sin\psi)$$
$$+j(\sin\varphi\cos\psi+\cos\varphi\sin\psi)\}$$
$$=ab[\cos(\varphi+\psi)+j\sin(\varphi+\psi)] \qquad (\text{I}-12)$$

如果用复数的极标式，那末它们的乘法就更方便了。设
$$A=a\angle\varphi=ae^{j\varphi},\quad B=b\angle\psi=be^{j\psi}$$
则
$$A\cdot B=a\angle\varphi\cdot b\angle\psi=ae^{j\varphi}\cdot be^{j\psi}=abe^{j(\varphi+\psi)}$$
$$=ab\underline{\angle\varphi+\psi} \qquad (\text{I}-13)$$

乘法的几何意义是：若用 $B=b\angle\psi$ 去乘 $A=a\angle\varphi$，乘出来的结果是：把 A 矢量按正向（逆时针方向）转一个 ψ 角；把 A 矢量的模 a 变成 ab（见图 I-6）。

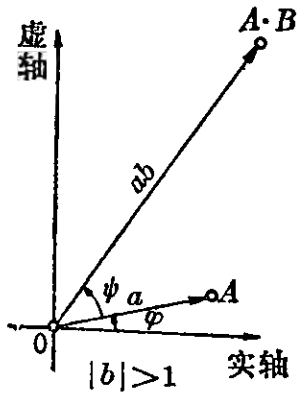


图 I-6

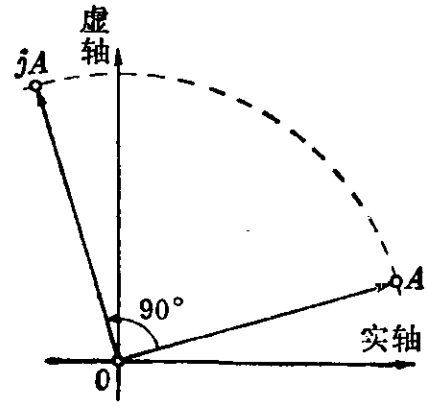


图 I-7

我们知道
$$j=0+1j=1\cdot\underline{\angle\frac{\pi}{2}}$$
如果用 j 去乘 A，那末就把 A 矢量旋转 $+90°$，而模不变（见图 I-7）。在电学里，当遇到两个互相垂直的矢量 P 与 Q，常常利用 j 来反映它们之间的垂直关系，即 $Q=kjP$，k 是一

个常实数。

除法是乘法的逆运算。也可以看作$A \div B = A \cdot \frac{1}{B}$

而

$$\frac{1}{B} = \frac{1}{b_1 + b_2 j} = \frac{1}{b\angle\psi} = \frac{1}{be^{j\psi}} = \frac{1}{b}e^{-j\psi} = \frac{1}{b}\angle -\psi$$

这样一来，

$$\frac{A}{B} = A \cdot \frac{1}{B} = ae^{j\varphi} \cdot \frac{1}{b}e^{-j\psi} = \frac{a}{b}e^{(\varphi-\psi)}$$

$$= \frac{a}{b}\angle\varphi - \psi \qquad (\text{I}-14)$$

它的几何意义是：若用 B 去除 A，就是把 A 矢量按负方向转一个角度 ψ，把 A 的模 a 变成 $\frac{a}{b}$（见图 I-8）。

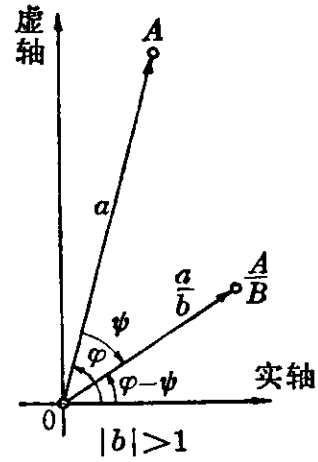


图 I-8

如果 A 与 $\overline{A}$ 互为共轭复数，由于 $A = a\angle\varphi$，$\overline{A} = a\angle -\varphi$，所以

$$A \cdot \overline{A} = a^2 = |A|^2 \qquad (\text{I}-15)$$

也就是说，互为共轭的两个复数，其乘积必定是一个实数，并且是原复数的模的平方，反之亦然。

4．乘方

设

$$A = a_1 + a_2 j = a\angle\varphi = ae^{j\varphi} = a(\cos\varphi + j\sin\varphi)$$

则

$$A^n = (a_1 + a_2 j)^n = a^n(\cos\varphi + j\sin\varphi)^n = a^n e^{jn\varphi}$$

$$= a^n\angle n\varphi = a^n(\cos n\varphi + j\sin n\varphi) \qquad (\text{I}-16)$$

也就是

$$(\cos\varphi + j\sin\varphi)^n = \cos n\varphi + j\sin n\varphi \qquad (\text{I}-17)$$

六、旋转矢量

1．旋转因子

一个复数，其模为1，其幅角为 ωt，它不是常量，而是时间 t 的函数；也就是说，幅角随时间变化而变化，角速度 ω 是常量。这样的复数：

$$e^{j\omega t} \qquad (\text{I}-18)$$

就叫做旋转因子。它是一个不断旋转着的单位矢量。

2．旋转矢量

如果用旋转因子去乘一个复数 $A = ae^{j\varphi_0} = a\angle\varphi_0$，就得到：

$$A \cdot e^{j\omega t} = ae^{j\varphi_0} \cdot e^{j\omega t} = ae^{j(\varphi_0+\omega t)} = a\underline{\angle \varphi_0 + \omega t}. \qquad (\text{I}-19)$$

其模仍旧是 a，而幅角成为时间 t 的函数 $\varphi_0 + \omega t$，这相当于把矢量 A 按逆时针方向不断地旋转。$Ae^{j\omega t}$ 就叫做旋转矢量。

习惯上称 $A = ae^{j\varphi_0}$ 是旋转矢量 $Ae^{j\omega t}$ 的复振幅，也就是转旋矢量在 $t=0$ 时的值，即

$$Ae^{j\omega t}\big|_{t=0} = A \qquad (\text{I}-20)$$

3．旋转矢量的和

设有两个旋转角速度相等的旋转矢量，$Ae^{j\omega t}$ 与 $Be^{j\omega t}$，那么它们的和是

$$Ae^{j\omega t} + Be^{j\omega t} = (A+B)e^{j\omega t}$$

也就是说，两个旋转矢量之和的复振幅是两个旋转矢量的复振幅之和。

这里必须注意：这两个旋转矢量一定要具有相同的旋转角速度。如果它们的旋转角速度不相同，它们的和就不能这样运算了。

七、相量、符号法及其在电工中的应用

分析交流电路时，若电源电压为频率恒定的正弦量，即 $u=U_m\sin(\omega t+\varphi_0)$，并且电路中的电阻、电抗都是常数，不随电流和电压而变，那么电路中的电流和电压都是与电源频率相同的正弦量。在分析或计算这类正弦交流电路时，电工中采用了以复数运算为基础的符号法。应用符号法就是用复数来表示正弦量的有效值和初相，把正弦交流电路的电流、电压等正弦量变换成复数形式，使正弦量的运算变为代数运算，从而使问题的分析和计算得到简化。下面首先来说明为什么正弦量可以用复数来表示。

式 I -19 所表达的 $Ae^{j\omega t}$ 是一个以角速度 ω 逆时针方向旋转的矢量。在 $t=0$ 时旋转矢量的值即为复振幅 $A=ae^{j\varphi_0}=a(\cos\varphi_0+j\sin\varphi_0)$，它和实轴的夹角为 φ_0（图 I -9），这时它在虚轴上的投影为

$$Or=a\sin\varphi_0$$

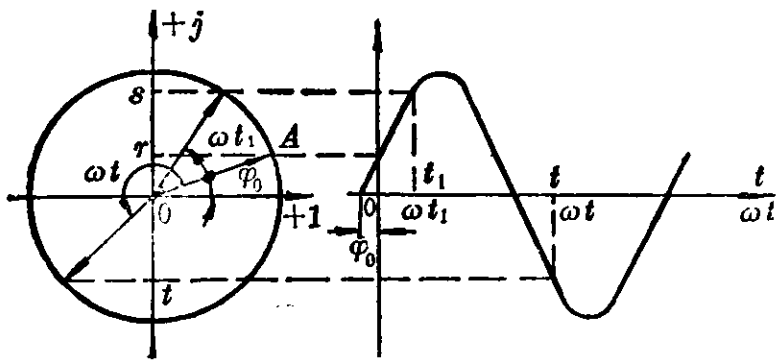


图 I-9

它等于正弦量 $a\sin(\omega t+\varphi_0)$ 在计时起点（$t=0$）时的值。在 $t=t_1$ 秒时，矢量逆时针旋转了一个角度 ωt_1，这时它与实轴的夹角是（$\omega t_1+\varphi_0$），在虚轴上的投影是

$$Os=a\sin(\omega t_1+\varphi_0)$$

这就是 t_1 瞬间正弦量 $a\sin(\omega t+\varphi_0)$ 的值。由于旋转矢量以角速度 ω 在旋转，它与实轴的夹角随时间不断地变化，相应地在虚轴上的投影也随着改变，它在虚轴上任一瞬间的投影就是正弦量

$$Ot=a\sin(\omega t+\varphi_0)$$

图 I-9 作出了旋转矢量在虚轴上各瞬间的投影。可见，它在虚轴上的投影是一个正弦时间函数。这个正弦时间函数的角频率等于旋转矢量的角速度 ω，正弦时间函数的初相等于旋转矢量的复振幅 $A=ae^{j\varphi_0}$ 的幅角 φ_0。所以这个旋转矢量在虚轴上的投影是与一个正弦时间函数相对应的。

其实，如果把式 I-19 写为三角形式

$$\begin{aligned}Ae^{j\omega t}&=ae^{j(\omega t+\varphi_0)}\\&=a\cos(\omega t+\varphi_0)+ja\sin(\omega t+\varphi_0)\end{aligned}$$

可以看出，我们取旋转矢量 $Ae^{j\omega t}$ 的虚部，就得到一个正弦时间函数，这和上面作图分析所得的结果是完全一样的。这样，一个正弦时间函数可以写为

$$a\sin(\omega t+\varphi_0)=I[Ae^{j\omega t}) \qquad (I-21)$$

式中 $I[\ ]$ 是表示“取复数的虚部”的意思。从式 I-21 可以看出，由复振幅 A 可以求出它所表示的正弦时间函数，这只要将复振幅乘以 $e^{j\omega t}$，再从所得的结果取其虚部就行了。

复振幅 A，在复平面上可以用矢量来表示。为了区别于一般空间矢量，我们把对应于某一正弦时间函数的复振幅 A

称为“相量”。由于相量是用来表示一个正弦时间函数的，为了与普通复数区别开，我们在表示相量的复数上加一个圆点。如上述的相量就记为$\dot{A}$. 相量在复平面上的几何表示，相应称为相量图。

例如，在时间上按正弦规律变化的电压，其瞬时值 $u=U_m\sin(\omega t+\varphi_0)=\sqrt{2}U\sin(\omega t+\varphi_0)$ 可由一相当的旋转矢量在虚轴上的投影去决定，即

$$u=I[U_m e^{j(\omega t+\varphi 0)}]=I[U_m e^{j\varphi_0}e^{j\omega t}]$$
$$=I[\dot{U}_m e^{j\omega t}] \qquad (I-22)$$

$\dot{U}=U_m e^{j\varphi_0}$，称为电压的相量（即复振幅）。

在正弦电流电路的计算中，如果有几个频率相同，而振幅、初相不同的正弦量相加（或相减），可用上述的符号法来解决。设有

$$u_1=U_{1m}\sin(\omega t+\varphi_1)$$
$$u_2=U_{2m}\sin(\omega t+\varphi_2)$$

现在要求 $u=u_1+u_2$. 我们知道，同频率的正弦量相加（或相减）所得的和（或差），仍是一个频率相同的正弦量。所以 u_1 和 u_2 相加后得到的 u 是和 u_1、u_2 同频率的正弦量，即待求的 u 应有下面的形式

$$u=u_1+u_2=U_m\sin(\omega t+\varphi) \qquad (I-23)$$

如上所述，在符号法中正弦量可以用相应的相量来表示，u_1、u_2 和 u 的相量分别为

$$\dot{U}_{1m}=U_{1m}e^{j\varphi 1},\quad \dot{U}_{2m}=U_{2m}e^{j\varphi 2},\quad \dot{U}_m=U_m e^{j\varphi}$$

相量 $\dot{U}_{1m}$ 和 $\dot{U}_{2m}$ 是已知的，而待求的相量是 $\dot{U}_{1m}$ 与 $\dot{U}_{2m}$ 之和，即

$$\dot{U}_m = \dot{U}_{1m} + \dot{U}_{2m} \qquad (I\text{-}24)$$

相量 $\dot{U}_m$ 可从上式算出，或按图 I-10 用作图的方法求出。相量 $\dot{U}_m$ 求出后，就知道了合成电压的幅值 U_m 及初相角 φ，于是按式 I-23 可得电压的瞬时值 u。

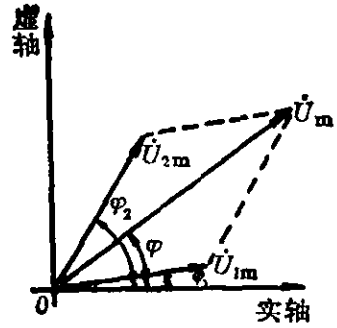


图 I-10

在电工中通常用的是正弦电势、电压、电流的有效值，而不是它们的幅值。由于幅值与有效值之间有固定的 $\sqrt{2}$ 倍的关系，因此正弦电势、电压、电流的相量可以用有效值来定义。例如对于正弦电压

$$u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$$

如前述这个正弦电压的复振幅是 $U_m e^{j\varphi}$，由于 $U_m = \sqrt{2}U$，所以我们用 $\dot{U} = Ue^{j\varphi}$ 来表示正弦电压 u 的相量，则

$$\dot{U} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j\varphi} = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \angle \varphi .$$

要特别注意，相量的相加或相减只能代表同频率正弦量的相加或相减，同频率的条件是非常重要的。对不同频率的正弦量的相加和相减不能用上述的方法。

例 1　已知正弦电压是

$$u = 141 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right) \text{（伏）}$$

则其相量是

$$\dot{U} = \frac{141}{\sqrt{2}} \angle \frac{\pi}{3} = 100 \angle 60° \text{（伏）}$$

例 2　求下面两个正弦电流的和：

$$i_1 = 6\sqrt{2} \sin(\omega t + 30°) \text{（安）}$$

$$i_2 = 4\sqrt{2}\sin(\omega t + 60°)\ (安)$$

[解] i_1 与 i_2 的相量分别为

$$\dot{I}_1 = 6\angle 30°$$

$$\dot{I}_2 = 4\angle 60°$$

其和为 $\dot{I} = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 6\angle 30° + 4\angle 60°$

$$= 6(\cos 30° + j\sin 30°) + 4(\cos 60° + j\sin 60°)$$

$$= 7.22 + 6.46j = 9.67\angle 41.9°$$

故 $$i = i_1 + i_2 = 9.67\sqrt{2}\sin(\omega t + 41.9°)$$

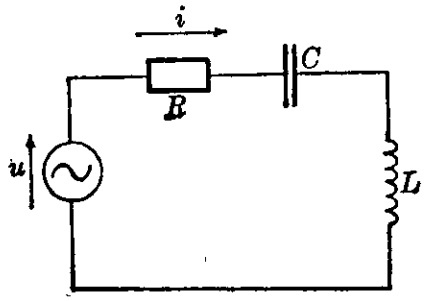


图 I-11

下面我们说明符号法在交流电路中的应用，图 I-11 表示的是 R、L、C 串联电路，设电路中的电流为

$$i = \sqrt{2}I\sin(\omega t + \varphi)$$

于是，电阻上的电压降为

$$u_R = Ri = \sqrt{2}RI\sin(\omega t + \varphi)$$

$$= \sqrt{2}U_R\sin(\omega t + \varphi)$$

i 的相量为 $\dot{I} = I\angle\varphi$，u_R 的相量为 $\dot{U}_R = U_R\angle\varphi = RI\angle\varphi = R\dot{I}$，所以 $\dot{U}_R$ 与 $\dot{I}$ 是同相位的。故有

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}_R}{R} \text{ 或 } \dot{U}_R = \dot{I}R \qquad (I\text{-}25)$$

在电感中通过电流 i 时的电压降为

$$u_L = L\frac{di}{dt} = \sqrt{2}L\omega I\cos(\omega t + \varphi)$$

$$= \sqrt{2}L\omega I\sin\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$$

$$= \sqrt{2}U_L\sin\left(\omega t + \varphi + \frac{\pi}{2}\right)$$

因此当 i 的相量为 $\dot{I}=I\angle\varphi$ 时，u_L 的相量 $\dot{U}_L=U_L\angle\varphi+\frac{\pi}{2}$

$=\omega LI\angle\varphi+\frac{\pi}{2}=\omega L\dot{I}\angle\frac{\pi}{2}$，故

$$\dot{U}_L=j\omega L\dot{I}=jx_L\dot{I} \qquad \text{(I-26)}$$

其中 $x_L=\omega L$ 称为感抗，由式 I-26 可见，$\dot{U}_L$ 超前 $\dot{I}$ 相量90°.

当通过电流 i 时，电容上的电压为

$$u_C=\frac{1}{C}\int idt=\frac{1}{C}\int\sqrt{2}\ I\sin(\omega t+\varphi)dt$$

$$=-\frac{1}{\omega C}\sqrt{2}I\cos(\omega t+\varphi)$$

$$=\sqrt{2}\cdot\frac{1}{\omega C}I\sin\left(\omega t+\varphi-\frac{\pi}{2}\right)$$

$$=\sqrt{2}U_c\sin\left(\omega t+\varphi-\frac{\pi}{2}\right)$$

所以当 i 的相量为 $\dot{I}=I\angle\varphi$ 时，电容电压 U_C 的相量为

$$\dot{U}_c=U_c\angle\varphi-\frac{\pi}{2}=\frac{1}{\omega C}I\angle\varphi-\frac{\pi}{2}=\frac{1}{\omega C}\dot{I}\angle-\frac{\pi}{2}$$

$$=-jx_c\dot{I} \qquad \text{(I-27)}$$

其中 $x_c=\frac{1}{\omega C}$ 称为容抗。可见 $\dot{U}_c$ 落后于 $\dot{I}$ 相量 90°.

它们的相量图如图 I-12 所示。

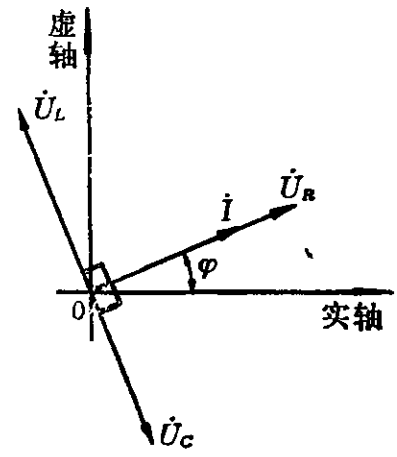


图 I-12

电路的总电压

$$u=u_R+u_L+u_c$$

其相量表达式为

$$\dot{U}=\dot{U}_R+\dot{U}_L+\dot{U}_c$$

$$= \dot{I}R + j\omega L\dot{I} - j\frac{\dot{I}}{\omega C}$$

$$= \dot{I}\left(R + j\omega L - j\frac{1}{\omega C}\right) = \dot{I}Z \qquad \text{(I-28)}$$

式中 Z 是复阻抗，

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + j(x_L - x_c) \qquad \text{(I-29)}$$

例 3　图 I-11 中 $u = 220\sqrt{2}\sin(\omega t + 60°)$ 伏，$R = 25$ 欧，$L = 260$ 毫亨，$C = 50$ 微法，频率 $f = 50$ 赫。求电流 i。

[解]　$\omega = 2\pi f = 2\pi \cdot 50 = 314$，

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$

$$= 25 + j\left(314 \times 260 \times 10^{-3} - \frac{1}{314 \times 50 \times 10^{-6}}\right)$$

$$= 25 + j(81.6 - 63.7)$$

$$= 25 + j17.9 = 30.7\angle 35.6°$$

因而电路中电流的相量是

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{220\angle 60°}{30.7\angle 35.6°} = 7.16\angle 24.4°$$

电流的瞬时值

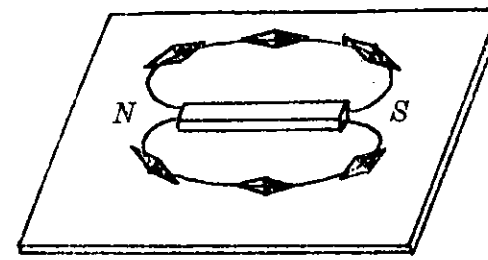
$$i = 7.16\sqrt{2}\sin(\omega t + 24.4°)\text{(安)}$$

附录Ⅱ　磁场及磁路

一、磁场、磁力线

能自由转动的小磁针静止时，磁针的S极总是指向南方，磁针的N极总是指向北方。这个事实说明地球本身是个大磁体，地磁的N极在地理南极附近，S极在地理北极附近，所以小磁针的方向都指向南北。

假若照图Ⅱ-1那样，把小磁针放在磁铁周围的不同位置，会发现磁针的取向各不相同，并不都指向南北了。这说明磁针在磁铁周围的空间里受到了磁铁磁力的作用。



图Ⅱ-1

在磁铁上平放一块玻璃板，在板上均匀撒上一层铁屑。轻敲玻璃板，铁屑就会排成一条条曲线（图Ⅱ-2）。铁屑并没有直接接触磁铁，但仍受到磁铁的磁力作用。

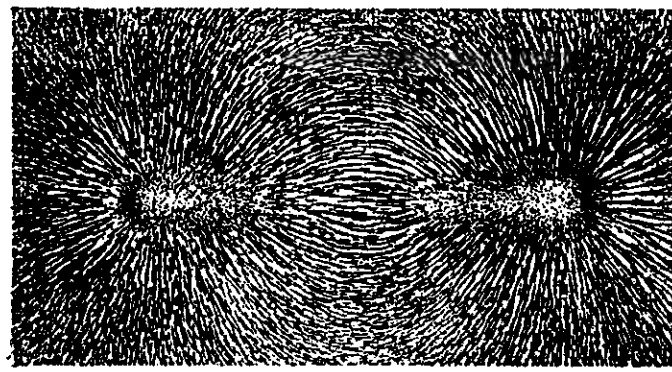


图　Ⅱ-2

以上事实说明：在磁铁的周围存在着一种能够传递磁力作用的物质，这种物质叫做磁场。磁铁之间、磁铁和铁屑之间就是通过磁场相互作用的。

为了形象地描述磁场，我们在磁场中画出许多磁力线。把一个可以自由转动的小磁针，放在磁场中的某一点，我们规定磁针静止时，北极所指的方向为该点的磁力线方向。照这样的方法确定磁场中各点的磁力线方向，就可以连成一条条的磁力线(图Ⅱ-3)。为了使磁力线也能表示磁场的强弱，我们在磁场强的地方把磁力线画得密些，在磁场弱的地方把磁力线画得疏些。从图Ⅱ-3可以看出，磁铁的磁力线从磁铁的 N 极出来，又从 S 极穿入磁铁。

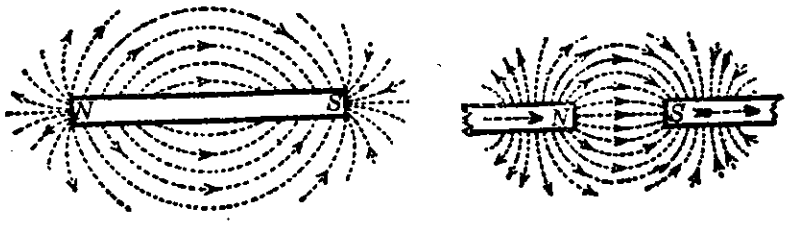


图 Ⅱ-3

二、电流的磁场

把一根长直导线垂直地穿过一纸板，在纸板上撒上一层铁屑，然后使电流通过导线，轻敲纸板，铁屑就在导线周围排列成圆形，如图Ⅱ-4(*a*)所示。若在纸板上放一圈小磁针，通电流时小磁针则转向圆周的切线方

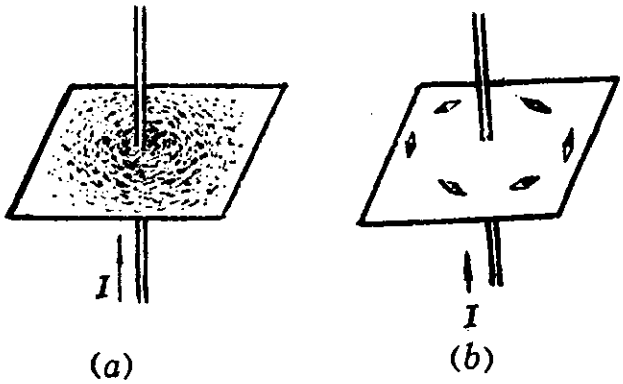
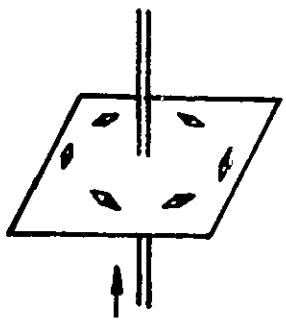


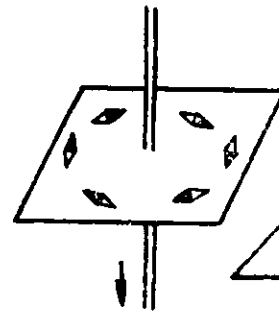
图 Ⅱ-4

向，如图Ⅱ-4(*b*) 所示。这都说明通电的长直导线周围有磁场，磁场的磁力线是在与导线垂直的平面上以导线为中心的同心圆。

如果在导线中通以反向电流，那么每个小磁针都将转过180°，即 N 极与 S 极互相调换位置，如图Ⅱ-5(*a*) 及(*b*) 所示。这表明，磁力线的方向与导线中电流的方向有关系。这一关系可由下述定则确定：右手握拳，让拇指指向电流方向，其余四指就指出磁力线的回转方向，如图Ⅱ-6 所示。



(*a*)



(*b*)

图 Ⅱ-5

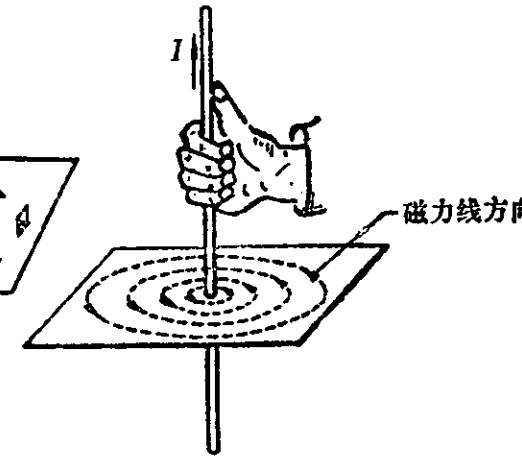
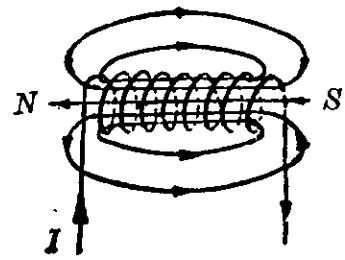
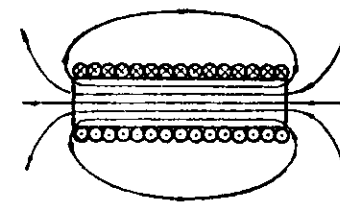


图 Ⅱ-6

如果把导线绕成线圈，在线圈中通过电流，则将产生图Ⅱ-7(*a*) 所示的磁场；图Ⅱ-7(*b*) 是它的剖面图，图中符号⊕表示电流穿入纸面，符号⊙表示电流流出纸面。由图可见



(*a*)



(*b*)

图 Ⅱ-7

通电线圈产生的磁场，使线圈一端为 N 极，另一端为 S 极。磁力线从 N 极穿出线圈，由 S 极回至线圈并形成一闭合曲线。线圈中的电流与线圈内部磁力线方向的关系可用下述定则确定：右手握拳，伸直拇指，四指指向电流的回转方向，拇指就指出线圈内部中心处的磁力线方向，也就是拇指指的那一端是 N 极，如图Ⅱ-8所示。

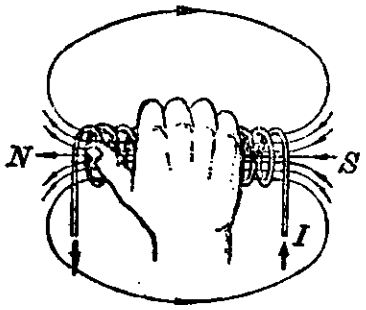


图 Ⅱ-8

三、磁通密度及磁通量

磁铁或电流周围，各处磁场的方向及强弱是不相同的。为了表示各点磁场的方向及强弱，我们引入磁通密度（又称为磁感应强度）这个电学量。这个量有大小、有方向，因此是一个矢量，用符号 $\vec{B}$ 表示。某点的 B 大，表示该点的磁场强，B 小，表示磁场弱；B 的方向就是该点磁场的方向，也就是小磁针在该点处于平衡状态时N极所指的方向。它的单位是韦伯/米^2(韦伯可简称韦)，B 的另一个常用单位是高斯(简称高)，两种单位间的关系是 1(韦/米^2) = 10^4(高)。

为了使磁场强弱程度也能用磁力线来表示，我们规定磁通密度大小是 B 的地方，穿过与磁力线垂直的单位面积的磁力线也画 B 根。这样，磁力线密处就表示该处的磁通密度 B 大。磁力线疏处就表示该处的 B 小。

为了讨论问题方便，我们把穿过磁场中某一截面的磁力线根数称为穿过该截面的磁通量(常简称为磁通)，用符号 ϕ 表示。因为穿过与磁通密度 B 垂直的单位面积的磁力线根数就等于 B，所以穿过与 B 方向垂直的截面积为 S 的磁通量，

$$\phi = BS \qquad (\text{Ⅱ}-1)$$

如果 B 的单位用韦/米^2，S 的单位用米^2，则 ϕ 的单位是韦。如果 B 的单位用高，S 的单位用厘米^2，则磁通量 ϕ 的单位是麦克斯威（简称麦）。

$$1(\text{韦}) = 1(\text{韦/米}^2) \cdot 1(\text{米}^2) = 10^4(\text{高}) \times 10^4(\text{厘米}^2)$$
$$= 10^8(\text{麦})$$

较强的永久磁铁的磁通密度可达 10000 高斯左右。异步电动机铁心中的磁通密度约为 10000～15000 高斯。

在任何磁场中，每一条磁力线都是没有起点和终点的闭合曲线，这是磁场的一种基本特征。根据这种特征可知，如果我们在磁场中取一个任意的封闭曲面，那么，穿进这个封闭曲面的磁力线条数一定等于穿出这个封闭曲面的磁力线条数，如图Ⅱ-9所示。这叫做磁通量连续性原理。

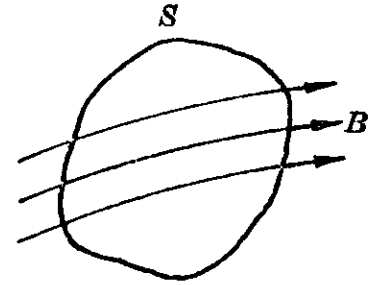


图 Ⅱ-9

四、安培环路定律

为了计算磁场，需要用到磁导率、磁场强度的概念和安培环路定律等。我们以图Ⅱ-10所示的环形螺线管（用导线密绕在圆环上的线圈称为环形螺线管）为例来引出这些概念和定律。

1．磁势、磁导率

图Ⅱ-10 所示的环形螺线管，如果导线绕得很密，则环形螺线管的磁

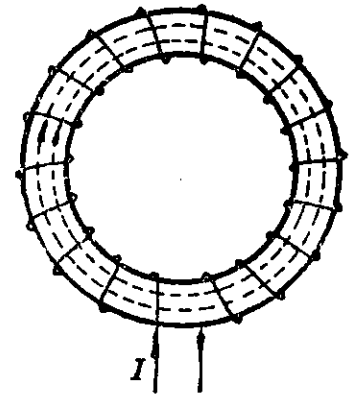


图 Ⅱ-10

力线几乎全部集中在螺线管的环内。若环的半径 R 远大于螺线管的截面半径 r，则螺线管内每条磁力线的长度 l 可近似认为相等，管内各点磁通密度的大小也近似相等。实验证明，匝数为 w 的螺线管中通过电流 I 时，螺线管内的磁通

$$\phi = \mu \frac{wI}{l} S \qquad (\text{Ⅱ}-2)$$

磁通密度

$$B = \frac{\phi}{S} = \mu \frac{wI}{l} \qquad (\text{Ⅱ}-3)$$

即磁通 ϕ 及磁通密度 B 都与通电线圈的匝数及电流的乘积 wI 成正比，与磁力线的长度 l 成反比。正如直流电路中电源的电动势 E 是产生电流的原因，现在通电线圈是产生磁通的原因，我们把 wI 称为磁势（电机学中所说的磁势即物理学中的磁通势），通常用 F_m 来表示。式中的 μ 又是什么呢？我们知道，在螺线管内放置不同的物质时，螺线管内磁通密度的大小就不同。μ 是表示螺线管内物质的磁性质的量，叫物质的磁导率。磁导率 μ 愈大，螺线管内的磁通密度也愈大。在电机的设计计算中，当 B 的单位为高，长度单位为厘米，电流的单位为安时，真空的磁导率

$$\mu_0 = 1.257(\text{麦}/\text{安}\cdot\text{厘米})$$

其它物质的磁导率和真空磁导率的比值

$$\mu_r = \frac{\mu}{\mu_0} \qquad (\text{Ⅱ}-4)$$

称作相对磁导率。

实验结果表明，空气的相对磁导率与 1 相差极小，因此计算时可以把空气的相对磁导率近似地当作 1。实验结果还表明，绝大多数物质的相对磁导率都非常接近于1。表Ⅱ-1

列出了几种物质的 μ_r 值

Ⅱ-1

物　质	铝	铜	银	锰
μ_r	1.000023	0.999991	0.999819	1.0039

但是另外有一类物质，如铁、钴、镍等，它们的 μ_r 非常大，而且不是一个常数，这类物质称为铁磁性物质。

2．磁场强度

磁场中某点的磁通密度 $\vec{B}$ 和该点的磁导率 μ 的比值叫做该点的磁场强度，用 $\vec{H}$ 表示

$$\vec{H}=\frac{\vec{B}}{\mu} \qquad (Ⅱ-5)$$

也就是说，磁场强度 $\vec{H}$ 的方向和磁通密度 $\vec{B}$ 的方向相同，它的量值等于 B 的 μ 分之一。

磁场强度的单位是安/厘米，或安/米。

3．安培环路定律

由式Ⅱ-3 和式 Ⅱ-5 可得磁场强度

$$H=\frac{B}{\mu}=\frac{wI}{l} \qquad (Ⅱ-6)$$

式Ⅱ-6 的两边乘以 l，得

$$Hl=wI \qquad (Ⅱ-7)$$

上式说明，若磁力线上各点的磁场强度均为 H，磁力线的长度为 l，则磁场强度与磁力线长度的乘积等于该磁力线所包围的全部电流 wI（也就是等于围绕磁力线的闭合回路产生磁场的磁势），这个关系叫做安培环路定律。

例：环形螺线管的长度 $l=50$ 厘米，线圈匝数 $w=1500$ 匝，电流 $I=0.1$ 安，管内为空气，求螺线管内的磁场强度和磁通密度。

解：根据安培环路定律

$$Hl=wI$$

$$H=\frac{wI}{l}=\frac{1500\times 0.1}{50}=3(\text{安/厘米})$$

$$B=\mu H\approx\mu_0 H=1.257\times 3=3.77(\text{高})$$

五、铁磁物质的磁化

铁磁物质的磁导率很高，有的可达真空磁导率的几千倍，甚至几万倍。因而铁磁物质磁化时，将呈现很大磁性，使磁场大大加强。铁磁物质这一特性使它在电工中得到广泛的应用。

铁磁物质的磁化特性常由它的磁通密度 B 与磁场强度 H 的关系曲线来表示，这类曲线称为磁化曲线。工程上，磁化曲线都是用实验方法测出来的。下面我们介绍这些磁化曲线的特征

1．原始磁化曲线

将一块尚未磁化的铁磁物质制成闭合的环状铁心，上面均匀绕上磁化线圈，接成如图Ⅱ-11所示的测绘磁化曲线的电路。环状铁心上还绕有测试线圈，与冲击电流计相接（图上未画出），用以测量磁通密度 B．当线圈中电流 I 由零逐渐增大时，铁心中磁场强度 $H=\frac{wI}{l}$ 也随之增大。测出对应于不同 H 值的磁通密度 B 后，便可绘制出 B—H 曲线，如

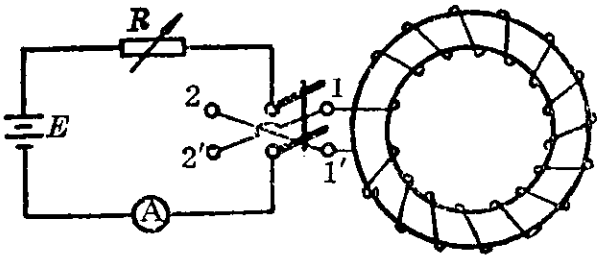


图 Ⅱ-11

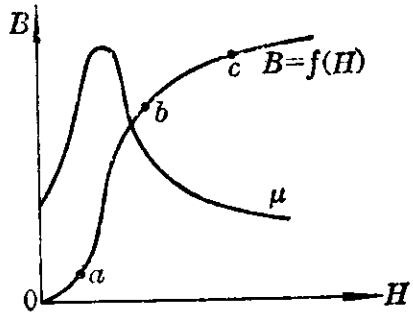


图 Ⅱ-12

图 Ⅱ-12 所示。这条曲线叫做铁磁物质的原始磁化曲线。这条曲线可分四段：Oa 段，磁通密度随 H 增大而缓慢增大；ab 段，磁通密度增大很快；bc 段，磁通密度增大又变缓慢；到 c 点铁磁物质已达饱和状态，c 点以上的一段磁通密度 B 按直线平缓上升。由原始磁化曲线可见，铁磁物质的 B—H 曲线是非线性的，故它的磁导率 μ 不是一个常数，是随着磁场强度而变化的（见图 Ⅱ-12 中的 $\mu=f(H)$ 曲线）。

2．磁滞回线

当磁场强度由零增大到 H_m（图 Ⅱ-13 中 c 点），然后由 H_m 开始减小，磁通密度 B 也随之减小，但此时并不沿原始磁化曲线下降，而是沿着另一条比原始磁化曲线稍高的曲线 cd 下降。当 H 减到零时，B 值并未减到零，称为剩磁。要使 B 值继续减小，必须改变电流 I 的方向，从而把磁场强度 H 的方向反过来，进行去磁过程。调节电流使 H 相应于曲线上的 e 点，B 值方为零。如果反向的 H 继续

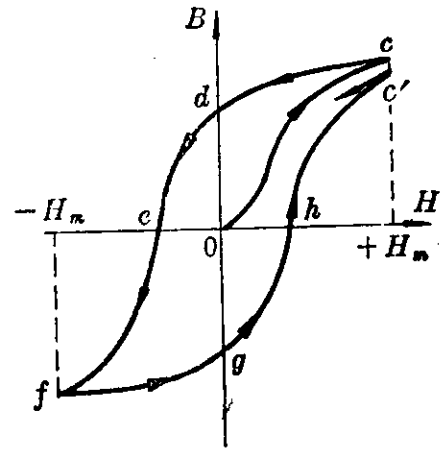


图 Ⅱ-13

增大，便进行反方向的磁化过程，B 也就沿反方向增大，直到 $H=-H_m$ 为止，这相应于曲线上的 f 点。重新减小 H 值到零，同样也有剩磁，相应于曲线上的 g 点。再使 H 反向来退磁，直到 h 点，B 值才为零。接着再把 H 增大到 H_m，这时 B 值增大到 c' 点（c 点与 c' 点并不重合）。c' 点以后再进行第二次循环。这样反复磁化十多次后，可以得到一个封闭的、对称于原点的回线，如图Ⅱ-14所示，叫做磁滞回线，其上的 B_r 称为剩磁通密度(或简称剩磁)，H_c 称为矫顽力。

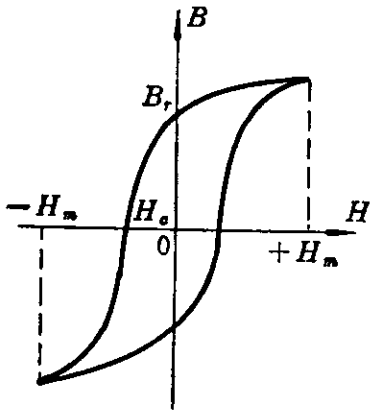


图 Ⅱ-14

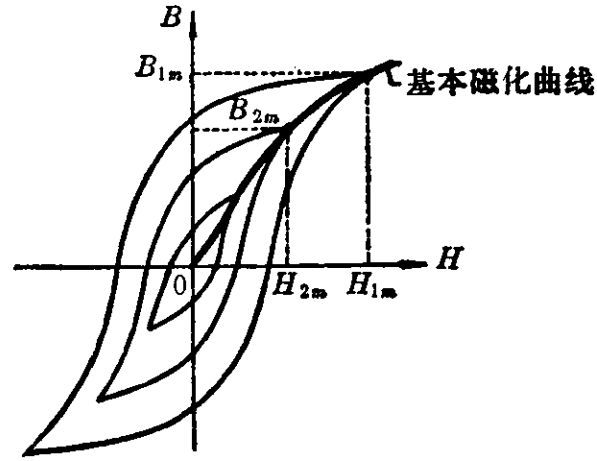


图 Ⅱ-15

对应于不同的 H_m 值反复磁化，便得到一系列磁滞回线，如图Ⅱ-15所示。由此可见，铁磁物质的 B 与 H 关系不仅是非线性的，而且对应于同一个 H 值，B 是多值的，这说明铁磁材料的磁化状态不仅取决于 H 值，而且还与磁化的过程有关。

3．基本磁化曲线

由各条磁滞回线的正顶点连成的曲线称为铁磁性物质的基本磁化曲线（图Ⅱ-15），也简称磁化曲线。图Ⅱ-21给出几种铁磁物质的磁化曲线。

六、磁路及计算

1．磁路

在变压器、电机及电器装置中，为了获得强磁场，常将线圈绕在铁心上。图Ⅱ-16是变压器的简图，由于硅钢片的磁导率比周围空气的磁导率大得多，所以磁力线几乎都集中在铁心内，这部分磁通同时匝链原、副绕组，能在原、副绕组中感应出电势，称为主磁通 ϕ．此外尚有一部分磁通 ϕ_σ 通过周围空间，因为空气的磁导率比铁小得多，所以这部分磁通相对主磁通来讲就小得多。由于磁通 ϕ_σ 不能同时匝链原、副绕组，因此称为漏磁通。

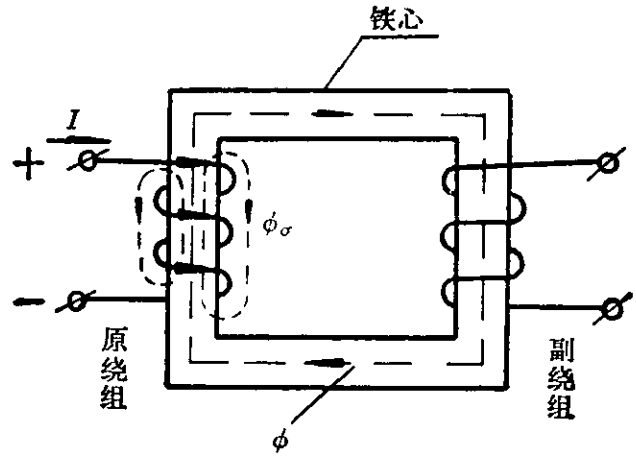


图 Ⅱ-16

磁力线集中通过的路径称为磁路。所谓磁路计算，就是要求出磁路中磁势与磁通之间的关系。在计算磁路时，常常只考虑集中在沿铁心回路的主磁通 ϕ．

2．磁路的欧姆定律

如图Ⅱ-17所示，把线圈绕在截面积为 S 的铁心上，当线圈中通有电流时，铁心中便产生磁通。因为铁磁物质的磁

导率很大，所以磁通几乎全部集中在铁心内。如果铁心内各处的 B 是近似相等的，设 l 为铁心的平均长度，w 为线圈总匝数，根据式 Ⅱ-2 可得

$$\phi = \mu \frac{wI}{l} S = \frac{wI}{\frac{l}{\mu S}}$$

$$= \frac{F_m}{R_m}$$

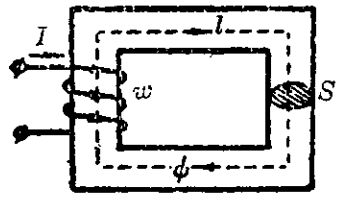


图 Ⅱ-17

式中 $F_m = wI$ 是磁势，R_m 叫做磁阻，　　（Ⅱ-8）

$$R_m = \frac{l}{\mu S} = \frac{\text{磁路的长度}}{(\text{磁路材料的磁导率}) \times (\text{磁路的截面积})}$$

式 Ⅱ-8 在形式上与直流电路的欧姆定律 $I = \frac{E}{r}$ 相似。其中 E 是作用于电路的电势，I 为电路里的电流，r 是电路的电阻。假如电路是由电导率为 γ、长度为 l、截面积为 S 的导线所组成，那么电阻 $r = \frac{l}{\gamma S}$，可见，磁阻与电阻的表达式也是相似的。式 Ⅱ-8 称为磁路的欧姆定律。

但是，由于铁磁物质的磁导率 μ 随磁场强度 H 的大小而变化，铁磁物质的磁阻不是一个常数。所以式 Ⅱ-8 并不能直接用来计算磁路，只有在对磁路作定性分析时才用它。

3．磁路的基尔霍夫定律

直流电路中基尔霍夫第一定律是 $\Sigma I = 0$，即汇集于节点的电流代数和为零。或者说：从节点流出的电流总和与流入的电流总和相等。基尔霍夫第二定律是 $\Sigma IR = \Sigma E$，就是说，在闭合回路中电势的代数和等于在此回路中所有各电阻上的电压降落的代数和。

如果作如下的类比

$$I \longrightarrow \phi,$$

$$E \longrightarrow wI,$$

$$IR \longrightarrow \phi R_m = \phi \cdot \frac{l}{\mu S} = \frac{1}{\mu} \cdot \frac{\phi}{S} l = \frac{1}{\mu} Bl = Hl,$$

则在磁路中也有类似的基尔霍夫定律

$$\Sigma\phi = 0 \qquad (\text{Ⅱ}-9)$$

$$\Sigma Hl = \Sigma wI \qquad (\text{Ⅱ}-10)$$

上式中 $Hl(=\phi R_m)$ 叫做磁压降落。

现在我们来说明磁路的基尔霍夫定律。

(1) 磁路的基尔霍夫第一定律

在图Ⅱ-18 中任意取一闭合面 S，根据磁力线是闭合曲线或磁通的连续性原理可知，进入闭合面的磁通总和等于离开闭合面的磁通总和。如果把穿出闭合面的磁通取正号，进入闭合面的磁通取负号，则上述结论可改述为进出任何闭合面的磁通的代数和为零。对于图Ⅱ-18 磁路的节点处

$$\phi_1 = \phi_2 + \phi_3 \qquad (\text{Ⅱ}-11)$$

或

$$-\phi_1 + \phi_2 + \phi_3 = 0$$

$$\Sigma\phi = 0 \qquad (\text{Ⅱ}-12)$$

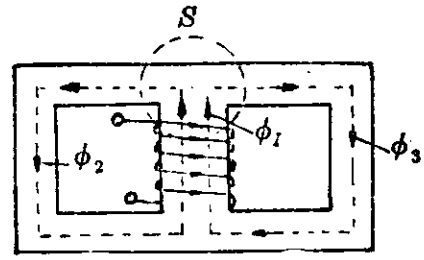


图 Ⅱ-18

式Ⅱ-12 是磁路基尔霍夫第一定律的表达式，它表明在任何节点处，进出的磁通的代数和等于零。

对于图Ⅱ-19所示的无分支磁路（假设磁通都集中在铁心中），根据上述定律可知，通过任何截面的磁通都应该相等。

$$\phi = B_1 S_1 = B_2 S_2$$

或

$$B_1 = \frac{\phi}{S_1},\quad B_2 = \frac{\phi}{S_2}$$

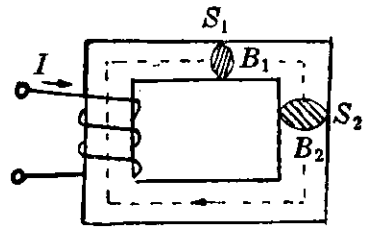


图 Ⅱ-19

（2）磁路的基尔霍夫第二定律

在磁路中，由于不同截面处的磁通密度 B 不一定相同，而不同材料的磁导率也不同，因此各部分的磁场强度 H 就会有所不同。

在磁路计算中我们将磁路分成若干段，凡是材料、截面均相同的，其中磁通密度的值也相同的作为一段，在这一段中，磁场强度是相等的。如图Ⅱ-20所示的磁路，由同一种铁磁物质和空气隙构成，同时铁磁物质中一部分的截面积是 S_1，另一部分的截面积是 S_2，故将磁路分成三段，每段上的磁场强度相等，设各段的平均长度分别为 l_1、l_2 和 l_3，这三段的磁场强度分别为 H_1、H_2 和 H_3。

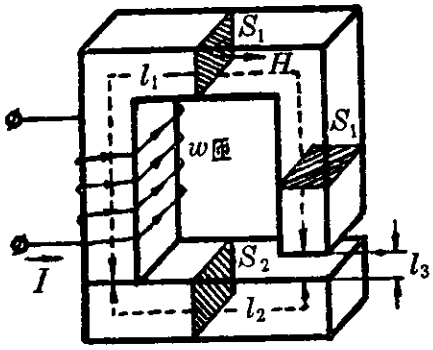


图 Ⅱ-20

则

$$H_1 l_1 + H_2 l_2 + H_3 l_3 = wI$$

或

$$\Sigma Hl = \Sigma wI \qquad (Ⅱ-13)$$

式Ⅱ-13为磁路基尔霍夫第二定律的表达式，它表明在任何闭合的磁路中，各段磁场强度与其长度乘积的总和等于该磁回路上磁势的总和。式Ⅱ-13也是安培环路定律比较普

遍的表达式。

例：图Ⅱ-20所示的磁路，若铁磁材料为铸钢。横截面积 $S_1=10$ 厘米^2，$S_2=12$ 厘米^2，气隙的横截面积 $S_3=10$ 厘米^2，各段磁路的平均长度 $l_1=50$厘米，$l_2=15$厘米，$l_3=0.2$ 厘米；励磁绕组为1200匝，求在该磁路中磁通为 1.5×10^5 麦时所需的励磁电流。

解：（1）整个磁路虽然只由铸钢和空气两种材料构成，但铸钢部分有两种截面积，因此应分成三段来计算。

（2）每段的磁通密度

$$B_1=\frac{\phi}{S_1}=\frac{1.5\times10^5}{10}=15000(\text{高})$$

$$B_2=\frac{\phi}{S_2}=\frac{1.5\times10^5}{12}=12500(\text{高})$$

$$B_3=\frac{\phi}{S_3}=\frac{1.5\times10^5}{10}=15000(\text{高})$$

（3）每段的磁场强度

由图Ⅱ-21中铸钢的磁化曲线查得

当 $B_1=15000$ 高斯时，$H_1=29$(安/厘米)

$B_2=12500$ 高斯时，$H_2=14.2$(安/厘米)

空气隙中的磁场强度

$$H_3\approx\frac{1}{\mu_0}B_3=\frac{1}{1.257}\cdot15000=11950(\text{安/厘米})$$

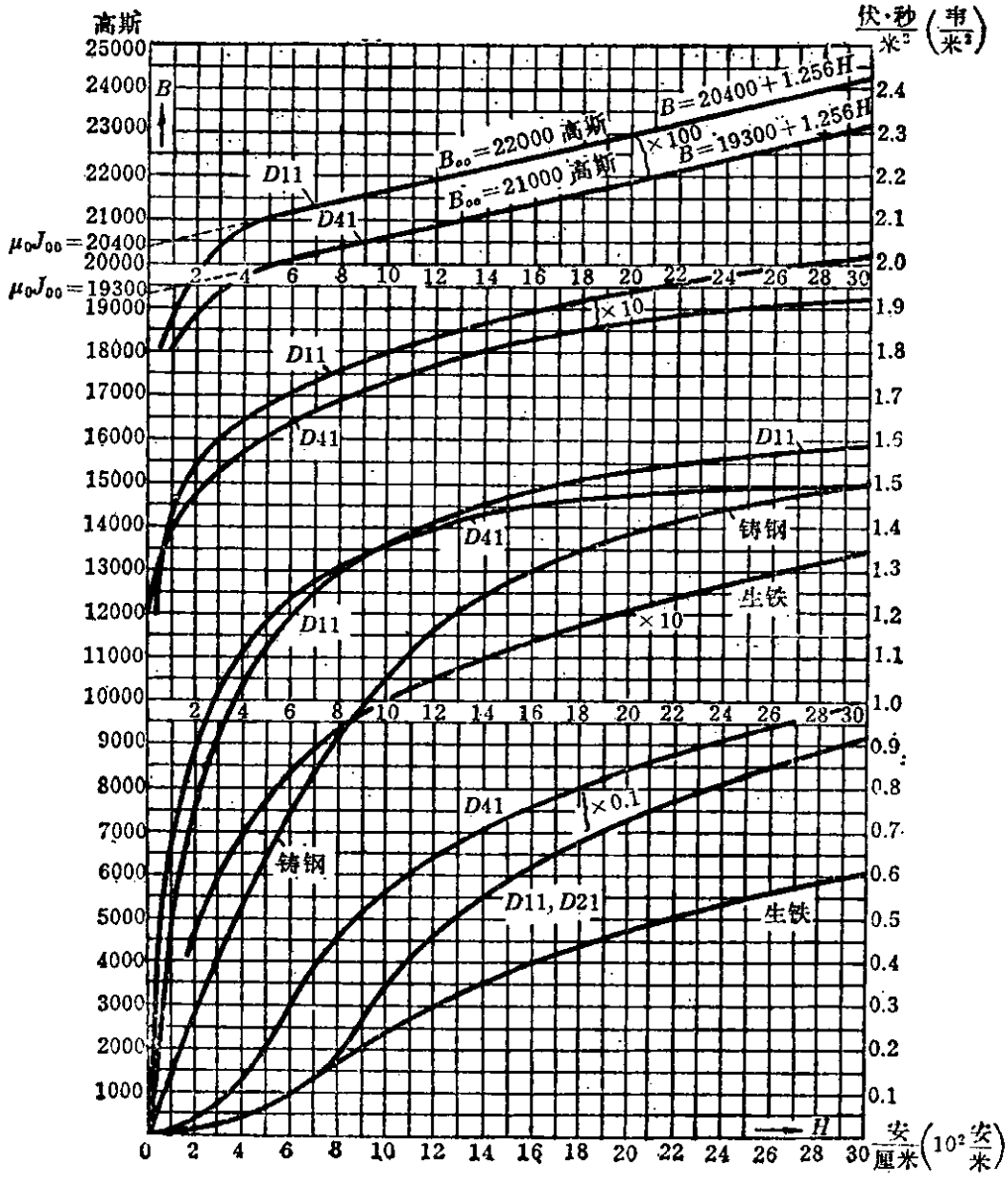
（4）磁势

$$\begin{aligned}F_m=wI&=H_1l_1+H_2l_2+H_3l_3\\&=29\times50+14.2\times15+11950\times0.2\\&=1450+213+2390\\&=4053(\text{安匝})\end{aligned}$$

(5) 励磁电流

$$I=\frac{F_m}{w}=\frac{4053}{1200}=3.38(\text{安})$$

从以上计算可以看出，空气隙虽然很短，它只占磁路总长度



$D11$、$D21$、$D41$硅钢片含 1～4 % 硅，图中磁场强度 H 的坐标分别为×0.1，×10，×100

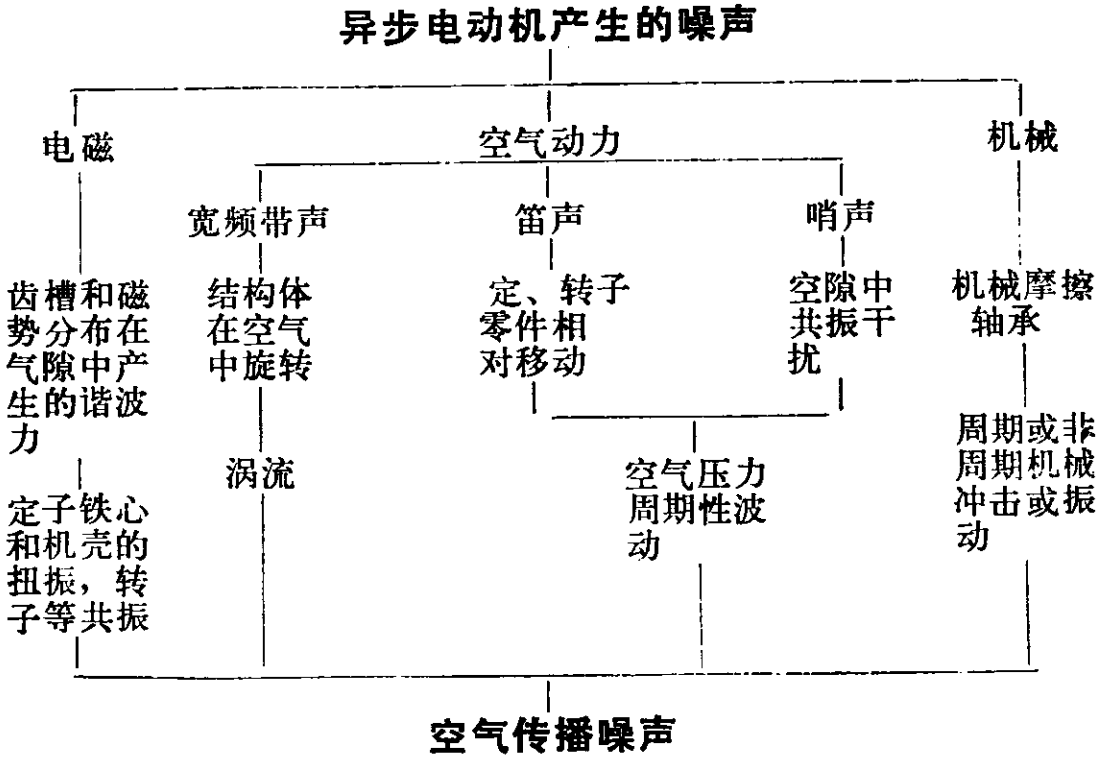
图 Ⅱ-21

的0.307%，但空气隙的磁压降落H_3l_3却占总磁势的58.9%。这是由于空气隙的磁导率比铸钢的磁导率小得多。

从上面讨论中可以看出，磁路中的磁阻、欧姆定律、基尔霍夫定律的表达式与电路中有关的表达式是相似的。但在计算方法上，磁路和线性电路是迥然不同的。线性电路中，电阻是常数，当电阻给定时，可以根据电路的欧姆定律或基尔霍夫定律列出电路方程，而后解出电流与电压的关系。但是磁路却不然，铁磁材料的磁阻不是常数，它的数值与通过的磁通大小有关，一般无法事先给定。当已知磁通需求励磁电流时，可以根据磁路的基尔霍夫定律，按照上述例题的步骤来求解。

附录Ⅲ　异步电机的电磁振动和噪声

随着工业的发展，噪声已成为污染环境的三大公害之一。异步电动机作为工农业主要动力设备之一，对其产生的噪声分析日趋重要。异步电动机的噪声的构成大致可归纳如下：



在本附录中将分析异步电动机的电磁振动和噪声产生的原因和防止措施，这不仅对设计制造者来说是重要的，当电机重绕改极时也必须给予充分重视。

一、异步电动机的气隙磁场

异步电动机的电磁振动和噪声主要是气隙磁场波作用在

定子铁心上，引起定子轭和机壳的振动变形而产生。根据麦克斯韦定律，气隙磁场波 $b(\theta, t)$ 在气隙单位面积上产生的径向电磁力可表示如下：

$$p_r = \frac{b^2(\theta,t)}{2\mu_0} (\text{牛/米}^2) \qquad (\text{Ⅲ}-1)$$

式中 μ_0——气隙磁导率，$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$（亨/米）；

θ——机械角坐标；

t——时间坐标。

由此可见，要分析引起电磁振动和噪声的径向电磁力，就要先分析气隙磁场 $b(\theta,t)$。若令气隙磁导为 $\Lambda(\theta,t)$，忽略电机铁心或钢中的磁阻，则

$$b(\theta,t) = f(\theta,t)\Lambda(\theta,t) \qquad (\text{Ⅲ}-2)$$

式中 $f(\theta,t)$ 是电机定子绕组和转子绕组的合成磁动势。

本附录中为了分析径向电磁力 p_r 在空间的分布，所以磁势、磁场和磁导的表达式中均采用机械角度 θ 表示。书中第三章的磁势表达式用电角度 x 表示；电角度 x 等于机械角度 θ 乘极对数，如对基波来说 $x = p\theta$。同样为了分析方便本附录中谐波次数 ν 和 μ 均指定子和转子谐波磁场的极对数，如对基波来说 $\nu = p$。

电机气隙中的合成磁动势 $f(\theta,t)$ 根据富氏级数可展开为如下形式：

$$f(\theta,t) = f_p(\theta,t) + \sum_{\nu} f_\nu(\theta,t) + \sum_{\mu} f_\mu(\theta,t) \qquad (\text{Ⅲ}-3)$$

式中 $f_p(\theta,t)$ 是基波合成磁动势可表示为

$$f_p(\theta,t) = F_p \cos(p\theta - \omega_1 t - \varphi_{0r}) \qquad (\text{Ⅲ}-4)$$

$f_\nu(\theta,t)$ 是定子绕组谐波磁动势可表示为

$$f_\nu(\theta,t)=F_\nu\cos(\nu\theta-\omega_1 t-\varphi_\nu) \qquad (\text{Ⅲ}-5)$$

$f_\mu(\theta,t)$是转子绕组谐波磁动势可表示为

$$f_\mu(\theta,t)=F_\mu\cos(\mu\theta-\omega_\mu t-\varphi_\mu) \qquad (\text{Ⅲ}-6)$$

异步电动机的定子和转子上都有齿槽，当考虑齿槽对气隙的影响时，气隙磁导的主要成分可表示如下：

$$\Lambda(\theta,t)=\Lambda_0+\Lambda_1\cos z_1\theta+\Lambda_2\cos z_2\left[\theta-\frac{\omega_1}{p}(1-s)t\right]$$

$$+\Lambda_3\cos\left[(z_1-z_2)\theta+\frac{z_2}{p}\omega_1(1-s)t\right] \qquad (\text{Ⅲ}-7)$$

式中 Λ_0——气隙磁导的不变部分；

Λ_1——转子光滑时，定子一阶齿磁导；

Λ_2——定子光滑时，转子一阶齿磁导；

Λ_3——定子齿和转子齿的相互作用形成的谐波磁导。

将磁动势公式（Ⅲ-3）和气隙磁导公式（Ⅲ-7）代入公式（Ⅲ-2），可以得到气隙合成磁场$b(\theta,t)$的一系列分量。为了简化，我们忽略其中次要的成分，可得如下各主要项次：

1．基波磁场

$$b_1=f_p(\theta,t)\Lambda_0=B_1\cos(p\theta-\omega_1 t-\varphi_{0r}) \qquad (\text{Ⅲ}-8)$$

式中 $B_1=\dfrac{F_p}{K_s}\Lambda_0\approx B_\delta$，　K_s是考虑铁心磁阻影响的磁路饱和系数；

φ_{0r}——初相角。

2．定子绕组磁势的谐波磁场

$$b_\nu=f_\nu(\theta,t)\Lambda_0=B_\nu\cos(\nu\theta-\omega_1 t-\varphi_\nu) \qquad (\text{Ⅲ}-9)$$

式中 $B_\nu=F_\nu\Lambda_0=\dfrac{p}{\nu}\dfrac{k_{w\nu}}{k_{w1}}K_s\dfrac{I_1}{I_{0r}}B_\delta$；

$\nu=(6k_1+1)p$，　$k_1=\pm1$、±2、$\pm3\cdots\cdots$（整数槽绕组）

φ_ν——初相角。

3．转子绕组磁势的谐波磁场

$$b_\mu = f_\mu(\theta,t)\Lambda_0 = B_\mu \cos(\mu\theta - \omega_\mu t - \varphi_\mu) \qquad (\text{Ⅲ}-10)$$

式中 $B_\mu = F_\mu \Lambda_0 = \dfrac{p}{\mu}\dfrac{1}{k_{w1}}\dfrac{I'_2}{I_{0r}}K_s B_\delta$；

φ_μ——初相角；

电机为鼠笼式转子时

$$\mu = k_2 z_2 + p \quad k_2 = \pm 1、\pm 2、\pm 3\cdots\cdots \qquad (\text{Ⅲ}-11)$$

μ 次谐波相对定子绕组的旋转角速度为

$$\omega_\mu = \omega_1\left[1 + k_2\frac{z_2}{p}(1-s)\right] \qquad (\text{Ⅲ}-12)$$

4．定子齿谐波磁场

$$b_{01} = f_p(\theta,t)\Lambda_1 \cos z_1\theta$$
$$= B_{01}\cos[(\pm z_1 + p)\theta - \omega_1 t - \varphi_{0r})] \qquad (\text{Ⅲ}-13)$$

式中 $B_{01} = \dfrac{F_p}{2K_s}\Lambda_1$。

5．转子齿谐波磁场

$$b_{02} = f_\nu(\theta,t)\Lambda_2 \cos\left[z_2\theta - \omega_1\frac{z_2}{p}(1-s)t\right]$$
$$= B_{02}\cos[(\pm z_2 + p)\theta - \omega_\mu t - \varphi_{0r}] \qquad (\text{Ⅲ}-14)$$

式中 $B_{02} = \dfrac{F_p}{2K_s}\Lambda_2$。

二、气隙磁场产生的径向电磁力

将气隙磁场的合成值 $b(\theta,t)$ 代入公式（Ⅲ-1）以后，可以得到数量很多的相互作用的磁场所产生的径向电磁力。但从电机的电磁振动和噪声的角度来看，我们分析下面几个主

要分量：

1．基波磁场产生的径向电磁力

将公式（Ⅲ-8）代入公式（Ⅲ-1）可得：

$$p_{r1}=\frac{b_1^2}{2\mu_0}=\frac{1}{2}\times\frac{B_1^2}{2\mu_0}[1+\cos 2(p\theta-\omega_1 t-\varphi_{0r})]$$

$$=p_{r0}+p_{r\sim} \qquad (Ⅲ-15)$$

式中 p_{r0} 是力的不变部分，它在电机定子圆周上是均匀分布的力系，引起压缩应力。

$p_{r\sim}$ 是力的交变部分，它是一个力的行波，可表示为

$$p_{r\sim}=p_{rlm}\cos(2p\theta-2\omega_1 t-2\varphi_{0r}) \qquad (Ⅲ-16)$$

由公式可见，这力波的次数 $r=2p$（即沿电机整圆的极对数或振动节点的对数）；力波的振动频率为二倍电网频率 $2f_1$；力波的幅值(认为 $B_1\approx B_\delta$) $p_{r1m}=\frac{1}{2}\times\frac{B_\delta^2}{2\mu_0}$（牛/米²）。

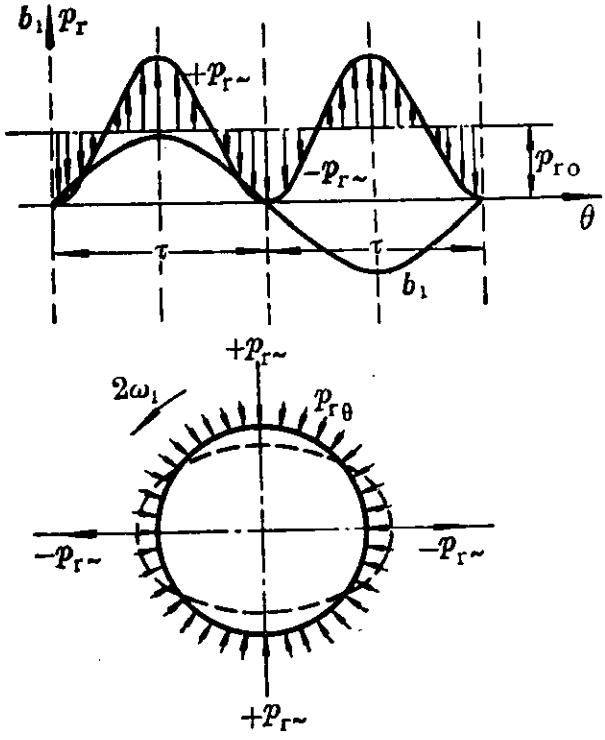


图 Ⅲ-1

在极数 $2p=2$ 的大型电机中，这时力波次数 $r=2$，电机定子的刚性较差，所以这个振动力波表现得较为明显。力波的分布如图Ⅲ-1所示。这个力波对 $2p\geqslant 4$ 的电机一般不会引起严重的振动和噪声问题。

2．定子绕组和转子绕组磁势谐波磁场产生的径向电磁力

将公式（Ⅲ-9）和

（Ⅱ-10）代入公式（Ⅱ-1）可知：

$$p_{r\nu\mu}=\frac{(b_\nu+b_\mu)^2}{2\mu_0}=\frac{(b_\nu^2+2b_\nu b_\mu+b_\mu^2)}{2\mu_0} \qquad (Ⅱ-17)$$

公式（Ⅱ-17）中的各个项次分述如下：

b_ν^2 由公式（Ⅱ-9）可知为

$$b_\nu^2=\frac{1}{2}B_\nu^2[1+\cos(2\nu\theta-2\omega_1 t-2\varphi_\nu)] \qquad (Ⅱ-18)$$

可见其力波次数 $r=2\nu$，振动频率为 $2f_1$。由于力波次数 r 较高，电机定子的刚性较强，所以对电机的电磁振动和噪声影响并不重要。

b_μ^2 由公式（Ⅱ-10）可知为

$$b_\mu^2=\frac{1}{2}B_\mu^2[1+\cos(2\mu\theta-2\omega_\mu t-2\varphi_\mu)] \qquad (Ⅱ-19)$$

可见其力波次数 $r=2\mu$，振动频率为 $2f_\mu$，对电机的电磁振动和噪声也不是重要的。

$2b_\nu b_\mu$ 由公式（Ⅱ-9）和（Ⅱ-10）可知为

$$2b_\nu b_\mu=B_\nu B_\mu\cos[(\mu\pm\nu)\theta-(\omega_\mu\pm\omega_1)t-(\varphi_\mu\pm\varphi_\nu)] \qquad (Ⅱ-20)$$

可见其力波次数 $r=\mu\pm\nu$，这使力波次数出现低次数，引起较大的电磁振动和噪声。例如定子绕组 $\nu=5$ 次谐波磁场和转子绕组 $\mu=7$ 次谐波磁场相互作用产生的径向电磁力，其力波次数 $r=\mu\pm\nu=2$ 或 12，如图Ⅱ-2 所示。$r=2$ 的力波将产生较大的电磁振动和噪声。

由公式（Ⅱ-20）可知，其振动频率由（$\omega_\mu\pm\omega_1$）确定。ω_μ 的一般表示式为

$$\omega_\mu=\omega_1\left[1+\frac{\mu-\nu}{p}(1-s)\right] \qquad (Ⅱ-21)$$

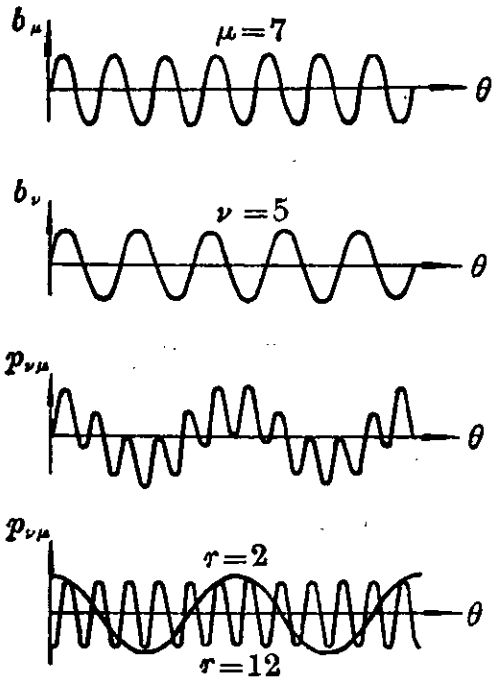


图 Ⅲ-2

3．定子齿谐波磁场和转子齿谐波磁场产生的径向电磁力

公式（Ⅲ-13）和（Ⅲ-14）是定、转子齿谐波的主要成分，即一阶定子齿谐波和一阶转子齿谐波。代入公式（Ⅲ-1）可得其 $2b_{01}b_{02}$ 所产生的力波为：

$$p_{012}=\frac{1}{2\mu_0}B_{01}B_{02}\cos\{[(\pm z_2+p)\pm(\pm z_1+p)]\theta-(\omega_\mu\pm\omega_1)t-2\varphi_{0r}\} \quad (Ⅲ-22)$$

由公式（Ⅲ-22）可见，振动力波次数 $r=(\pm z_2+p)\pm(\pm z_1+p)$，与电机定子槽数 z_1 和转子槽数 z_2 之间的比值有关，若槽数配合选择不当，将使力波次数 r 很低，则会产生较大的振动和噪声。

三、降低异步电动机的电磁振动和噪声对槽配合的要求

异步电动机定、转子槽数的选择与电机起动、运行和制动等性能有着密切的关系，同时从降低电磁振动和噪声来说也是极其重要的。对一般中小容量异步电动机，当振动的力波次数 $r\geqslant 4$ 时，其振动幅值是很小的，这时电机定子刚性较强，定子振动的动态变形大致与力波次数 r 的 4 次方成反比。所以在选择定、转子槽配合时，主要考虑限制力波次数 $r=0$，1，2，3 即可。电机定子铁心在不同力波次数 r 时的

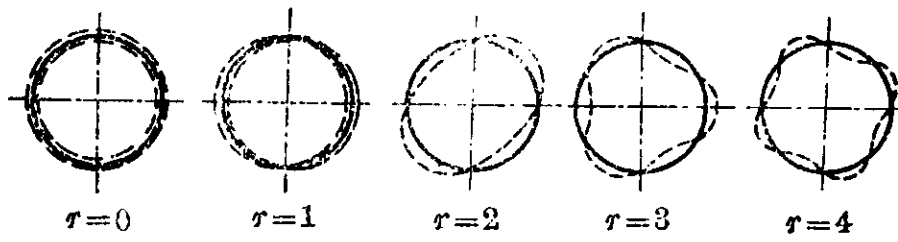


图 Ⅲ-3

振动形式如图Ⅲ-3所示。

定子一阶齿谐波的次数（或极对数）为

$$r = \pm z_1 + p \qquad (Ⅲ-23)$$

转子一阶齿谐波的次数（或极对数）为

$$\mu = \pm z_2 + p \qquad (Ⅲ-24)$$

由公式（Ⅲ-22）可知力波次数 ν 为

$$\nu = (\pm z_2 + p) \pm (\pm z_1 + p) \qquad (Ⅲ-25)$$

因此，要限制力波次数 $r=0$，1，2，3 的条件是：

$$z_1 - z_2 \neq \begin{cases} 0 & \pm 1 & \pm 2 & \pm 3 \\ 2p & 2p \pm 1 & 2p \pm 2 & 2p \pm 3 \end{cases} \qquad (Ⅲ-26)$$

即为了避免 $r=0$ 的振动要求：

$$z_1 - z_2 \neq \begin{cases} 0 \\ 2p \end{cases} \qquad (Ⅲ-27)$$

为了避免力波次数 $r=\pm 1$ 的振动要求：

$$z_1 - z_2 \neq \begin{cases} \pm 1 \\ 2p \pm 1 \end{cases} \qquad (Ⅲ-28)$$

为了避免力波次数 $r=\pm 2$ 的振动要求：

$$z_1 - z_2 \neq \begin{cases} \pm 2 \\ 2p \pm 2 \end{cases} \qquad (Ⅲ-29)$$

为了避免力波次数 $r=\pm 3$ 的振动要求：

$$z_1 - z_2 \neq \begin{cases} \pm 3 \\ 2p \pm 3 \end{cases} \qquad (\text{Ⅲ}-30)$$

由公式（Ⅲ-28）和（Ⅲ-30）可知，当三相异步电机定子绕组为整数槽绕组时（z_1 总是偶数），转子槽数 z_2 在近槽配合时不能选用奇数槽。

大量的实验和计算表明：当异步电动机的转子槽斜一个槽距时，其一阶齿谐波产生的电磁振动和噪声比直槽时要小得多。因此，异步电动机采用斜槽是降低齿谐波磁场引起电磁振动的有效措施，特别是对定、转子槽配合关系不良的电机更为重要。

四、气隙偏心对电磁振动和噪声的影响

异步电动机的转子在定子内孔中由于位置偏心或由于转子相对轴线产生旋转偏心时，往往会使电机产生较高的电磁振动和噪声。气隙偏心可由下式表示：（见图Ⅲ-4所示）

$$\delta = \delta_0 - \delta_\varepsilon \cos(\theta - \omega_\varepsilon t) \qquad (\text{Ⅲ}-31)$$

式中 δ_0——均匀气隙长度；

δ_ε——气隙偏心长度；

θ——机械角位移；

ω_ε——偏心角速度。

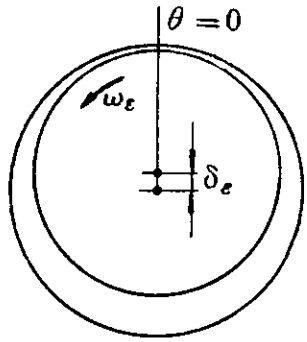


图 Ⅲ-4

电机转子单纯为位置偏心时，$\omega_\varepsilon = 0$；电机转子有旋转偏心时，ω_ε 将等于转子角速度，即

$$\omega_\varepsilon = \frac{\omega_1}{p}(1 - s) \qquad (\text{Ⅲ}-32)$$

电机转子偏心时的气隙磁导考虑公式（Ⅲ-31）后，用

富氏级数分解，并取其主要成分如下：

$$\Lambda_\varepsilon(\theta,t)=\Lambda_0[1+\varepsilon'\cos(\theta-\omega_\varepsilon t)] \qquad (\text{Ⅲ}-33)$$

式中 $\varepsilon'=\dfrac{\delta_\varepsilon}{\delta_0 K_\delta}$ 为相对偏心率。

将公式（Ⅲ-3）和（Ⅲ-33）代入公式（Ⅲ-2）可得一系列谐波磁场，其中对电机的电磁振动和噪声影响较大的分量为

$$\begin{aligned}
b_{1\varepsilon}&=B_1\frac{\varepsilon'}{2}\cos[(p\pm1)\theta-(\omega_1\pm\omega_\varepsilon)t]\\
b_{\nu\varepsilon}&=B_\nu\frac{\varepsilon'}{2}\cos[(\nu\pm1)\theta-(\omega_1\pm\omega_\varepsilon)t] \qquad (\text{Ⅲ}-34)\\
b_{\mu\varepsilon}&=B_\mu\frac{\varepsilon'}{2}\cos[(\mu\pm1)\theta-(\omega_\mu\pm\omega_\varepsilon)t]
\end{aligned}$$

由此可见，异步电动机的气隙偏心时，除通常的气隙磁场外，还有附加磁场存在，附加磁场的极对数为

$$p\pm1,\quad \nu\pm1,\quad \mu\pm1; \qquad (\text{Ⅲ}-35)$$

它们的角速度为 $\omega_1\pm\omega_\varepsilon$ 和 $\omega_\mu\pm\omega_\varepsilon$；磁场的幅值正比于偏心率 ε' 的一半。

从产生低力波次数的振动来分析，当极对数为 $p\pm1$ 的附加磁场和基波磁场相互作用时，将会出现力波次数 $r=\pm1$ 的电磁振动，即

$$r=p\pm1-p=\pm1 \qquad (\text{Ⅲ}-36)$$

这力波的角速度 ω_r 为

$$\omega_r=\omega_1\pm\omega_\varepsilon-\omega_1=\pm\omega_\varepsilon \qquad (\text{Ⅲ}-37)$$

同样道理，$\mu\pm1$ 次的附加磁场和 μ 次谐波磁场；$\nu\pm1$ 次的附加磁场和 ν 次谐波磁场；都会产生力波次数 $r=\pm1$

的电磁振动。

另外应该注意的是，附加磁场 $\mu\pm1$（或 $\nu\pm1$）和谐波磁场 ν（或 μ）相互作用，可能产生的力波次数如下：

$$r=\mu\pm1\pm\nu=r_{\nu\mu}\pm1 \qquad (\text{Ⅱ}-38)$$

式中 $\nu_{\nu\mu}=\mu\pm\nu$ 是公式（Ⅱ-20）所表示的力波次数。由此可见，若不考虑偏心气隙，电机存在力波次数 $r_{\nu\mu}=0$ 和 $r_{\nu\mu}=\pm2$ 的电磁振动，则气隙偏心就会产生 $r=\pm1$ 的力波。所以在异步电动机中设法消除力波次数 $r_{\nu\mu}=0$ 和 ±2 的电磁振动，能同时遏制电机偏心气隙引起的附加电磁振动和噪声。

五、电机磁路饱和对电磁振动和噪声的影响

电机磁路的饱和会使气隙中的主磁场分布较为平坦，这也就是说饱和在气隙中引起了附加磁场。附加磁场所对应的气隙磁导的主要成分可表示为

$$\Lambda_s(\theta,t)=\Lambda_s\cos 2(p\theta-\omega_1 t-\varphi_{0r}) \qquad (\text{Ⅱ}-39)$$

将公式（Ⅱ-3）和（Ⅱ-39）相乘可得一系列附加磁场，其中主要成分为

$$\begin{aligned}
b_{1s}&=B_{1s}\cos[(p\pm2p)\theta-(\omega_1\pm2\omega_1)t]\\
b_{\nu s}&=B_{\nu s}\cos[(\nu\pm2p)\theta-(\omega_1\pm2\omega_1)t] \qquad (\text{Ⅱ}-40)\\
b_{\mu s}&=B_{\mu s}\cos[(\mu\pm2p)\theta-(\omega_\mu\pm2\omega_1)t]
\end{aligned}$$

由上式可见，附加磁场 b_{1s} 的极对数为 $p\pm2p$，角速度为 $\omega_1\pm2\omega_1$。所以，其中有极对数为 p 和角速度为 ω_1 的附加磁场，其相位与基波磁场相反，从而使电机磁化电流增大；还有极对数为 $3p$ 和角速度为 $3\omega_1$ 的三次谐波磁场。附加磁场 $b_{\nu s}$（或 $b_{\mu s}$）的极对数为 $\nu\pm2p$（或 $\mu\pm2p$）与谐波磁场 μ（或 ν）次相互作用，会产生力波次数 $r=\nu\pm2p\pm\mu=r_{\nu\mu}$

$\pm 2p$ 的电磁振动，这就可能出现 r 低次数的力波。

六、异步电动机二倍滑差频率的电磁振动和噪声

绕线式异步电动机的转子往往采用分数槽绕组，有时在转子绕组中还会出现跳线槽或丢槽的情况，因此在转子绕组的磁动势谐波中会产生一系列的分数次谐波（即这种谐波的极对数和基波极对数之比是一分数）。鼠笼式异步电动机的转子，由于断条或铸铝转子的缺陷，也会使转子磁动势不对称而产生分数次谐波。

转子的分数次谐波磁场的极对数和定子基波磁场的极对数接近时，它们彼此作用就可能产生力波次数 $r=\pm 1$ 的电磁振动。例如某台三相异步电动机 $2p=6$，转子绕组既有跳线槽又有空槽，而且相间位移在空间不是 120° 的关系，其所产生的转子分数次谐波和基波彼此作用将会出现的力波次数列于下表：

转子谐波次数 μ		$+1$	-1	$+2$	-2	$+3$	-3	$+4$	-4
力波次数	$r=\mu+p$	4	2	5	1	6	0	7	-1
	$r=\mu-p$	-2	-4	-1	-5	0	-6	1	-7

由表可见，$\mu=\pm 2$ 和 ± 4 都不是 $p=3$ 的整倍数，即称分数次谐波，与基波磁场相互作用都会产生 $r=\pm 1$ 的力波。

转子分数次谐波磁场和基波磁场相互作用产生的 $r=\pm 1$ 力波的振频，可由公式（Ⅲ-20）求得，式中 $\nu=p$，则径向电磁力公式为

$$p_r = \frac{1}{2\mu_0} B_1 B_\mu \cos[(\mu \pm p)\theta - (\omega_\mu \pm \omega_1)t] \qquad (\text{Ⅱ}-41)$$

式中角速度 ω_μ 由公式（Ⅱ-21）可知为

$$\omega_\mu = \omega_1\left[1 + \frac{\mu - p}{p}(1 - s)\right] \qquad (\text{Ⅱ}-42)$$

由公式（Ⅱ-41）和（Ⅱ-42）可知力波的振频为

$$f_r = \frac{\omega_\mu \pm \omega_1}{2\pi} = f_1\left[1 + \frac{\mu - p}{p}(1 - s) \pm 1\right] \qquad (\text{Ⅱ}-43)$$

可分为下面两种情况讨论：

当 $\mu - p = \pm 1$ 时，

$$f_{r'} = f_1\left[1 + \frac{\pm 1}{p}(1 - s) - 1\right] = \pm(1 - s)\frac{f_1}{p} \qquad (\text{Ⅱ}-44)$$

当 $\mu + p = \pm 1$ 时，

$$\begin{aligned} f_{r''} &= f_1\left[1 + \frac{\pm 1 - p - p}{p}(1 - s) + 1\right] \\ &= f_1\left[2 + \frac{\pm 1 - 2p}{p}(1 - s)\right] \\ &= \frac{f_1}{p}[2p + (\pm 1) - 2p - (\pm s) + 2ps] \\ &= \pm[1 \pm (2p \mp 1)s]\frac{f_1}{p} \end{aligned} \qquad (\text{Ⅱ}-45)$$

具有振频 $f_{r'}$ 和 $f_{r''}$ 的两个 $r = \pm 1$ 的力波之间的差拍振动频率可表示为

$$\begin{aligned} f_{rA} &= f_{r''} - f_{r'} = \pm[1 \pm (2p \mp 1)s]\frac{f_1}{p} - \left[\pm(1 - s)\frac{f_1}{p}\right] \\ &= [\pm 1 + 2ps \mp s - (\pm 1) - (\mp s)]\frac{f_1}{p} \\ &= 2sf_1 \end{aligned} \qquad (\text{Ⅱ}-46)$$

即转子分数次谐波磁场和基波磁场相互作用，产生的两

个 $r=\pm1$ 的力波之间引起了二倍滑差频率的差拍振动。

异步电动机由于机械原因（如转子加工偏心、转轴弯曲、转子不平衡和轴承松动等），引起电机转子转一圈摆动一次时，即产生力波次数 $r=1$ 的振动，其振频为 $(1-s)\frac{f_1}{p}$。所以转子分数次谐波和基波磁场相互作用产生 $r=\pm1$ 的振频为 $f_{r\nu}$ 的力波，与机械原因产生的 $r=1$ 的力波之间，同样会引起 $2sf_1$ 的差拍振动。这种二倍滑差频率的振动可用机械调整的方法（即减小转子偏心、不平衡等）使其尽可能减小。

绕线式异步电动机出现二倍滑差频率的振动时，转子可重新选择合适的分数槽绕组，或避免跳槽和丢槽，从而消除引起 $r=\pm1$ 力波的分数次谐波。鼠笼式异步电动机消除转子断条或铸铝转子缺陷即可避免产生 $2sf_1$ 的振动。

二极异步电动机在空载运行时，由于转子偏心，可能产生 $r=1$ 的两个力波之间的 $2sf_1$ 差拍振动，其原因如下：

由公式（Ⅲ-34）可知，因为电机转子旋转偏心而产生的附加磁场 $b_{1\varepsilon}$ 的极对数为 $p\pm1$，角速度为 $\omega_1\pm\omega_\varepsilon$。当 $b_{1\varepsilon}$ 和基波磁场 b_1 相互作用时可得：

$$p_{r\varepsilon}=\frac{1}{2}\frac{B_1^2}{2\mu_0}\frac{\varepsilon'}{2}\cos[(p\pm1\pm p)\theta-(\omega_1\pm\omega_\varepsilon\pm\omega_1)t] \tag{Ⅲ-47}$$

可见，其中除包含公式（Ⅲ-36）和（Ⅲ-37）所示 $r=p\pm1-p=\pm1$ 和 $\omega_r=\omega_1\pm\omega_\varepsilon-\omega_1=\pm\omega_\varepsilon$ 的力波外，还有 $r=2p\pm1$ 和 $\omega_r=2\omega_1\pm\omega_\varepsilon$ 的力波。

当电机 $2p=2$ 时，则 $r=2p-1=1$，其振频为

$$f_{r\varepsilon}=\frac{1}{2\pi}(2\omega_1-\omega_\varepsilon)$$

$$= \frac{1}{2\pi}\omega_1\left[2 - \frac{1}{p}(1-s)\right]$$

$$= f_1(2 - 1 + s)$$

$$= (1+s)f_1 \qquad (\text{Ⅲ}-48)$$

因此，由于转子偏心所产生的附加磁场和基波磁场之间相互作用，在二极电机时，会出现 $r=1$，振频为 $(1+s)f_1$ 的力波，它和电机转子转一圈摆动一次的力波，即 $r=1$，振频为 $(1-s)f_1$ 的振动之间的差拍振频为

$$f_{r\Delta} = (1+s)f_1 - (1-s)f_1 = 2sf_1 \qquad (\text{Ⅲ}-49)$$

即二极异步电动机在空载运行时，由于转子偏心会出现二倍滑差频率的振动。但可以用机械调整的方法（即减小偏心）来减小或限制这种振动。

七、单相异步电动机的电磁振动和噪声

与三相异步电动机一样，单相异步电动机的电磁振动和噪声是由气隙磁场相互作用产生的径向电磁力所引起的。从第十章的分析已知，单相异步电动机的气隙磁场为椭圆旋转磁场；一个椭圆旋转磁场可以分解为两个向相反方向旋转的磁场，一个为正序旋转磁场，一个为负序旋转磁场。单相异步电动机气隙中的正序旋转磁场相互作用所产生的电磁振动和噪声，其计算分析方法与三相异步电动机是一样的。所以，分析单相异步电动机的电磁振动和噪声与三相异步电动机的区别，仅在于单相异步电动机的气隙中有负序旋转磁场，从而产生附加电磁振动和噪声。

单相异步电动机在正常运行时，由于转子绕组的阻尼作用，负序磁场一般是比较弱的。因此，负序磁场之间相互作

用所产生的径向电磁力是很小的，其引起的附加电磁振动和噪声在单相异步电动机中并不重要。单相异步电动机的附加电磁振动和噪声主要是由负序旋转磁场和正序旋转磁场之间相互作用所产生的。

正序旋转磁场可表示为：

$$b_+ = B_+ \cos(p\theta - \omega_1 t) \qquad (Ⅱ-50)$$

负序旋转磁场可表示为：

$$b_- = B_- \cos(p\theta + \omega_1 t) \qquad (Ⅱ-51)$$

正序旋转磁场和负序旋转磁场相互作用在气隙单位面积上产生的径向电磁力由公式（Ⅱ-1）求得，其主要成分为：

$$p_r = \frac{b_+ b_-}{2\mu_0} = \frac{1}{2\mu_0} B_+ B_- \cos(p\theta - \omega_1 t)\cos(p\theta + \omega_1 t)$$

$$= \frac{1}{2\mu_0} B_+ B_- \frac{1}{2}[\cos(2p\theta) + \cos(2\omega_1 t)] \qquad (Ⅱ-52)$$

由公式（Ⅱ-52）可见，径向电磁力包括两部分：一部分是在空间以两倍电机极对数正弦分布的固定力，这个力仅会引起电机定子变形，而不会引起电机定子振动；一部分是力波次数 $r=0$，振动频率为二倍电网频率的脉振径向电磁力，这个力将可能引起附加电磁振动和噪声。

单相异步电动机一般只做成小型的，容量在几瓦到几百瓦范围内。这种电机定子的固有振动频率较高，比气隙中一阶谐波磁场产生的径向电磁力波的频率高出很多，所以电机定子不易受到谐波电磁力的激振。在单相异步电动机中轴承噪声，以及端盖的固有振动频率受轴承振动频率激振所产生的噪声较为重要。所以单相异步电动机端盖的轴向动刚度与电机的噪声密切有关。

附录IV　单相异步电

表-1　JX系列单相电容运转

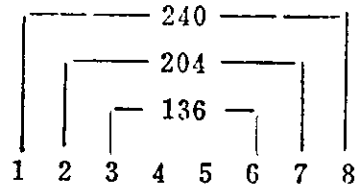
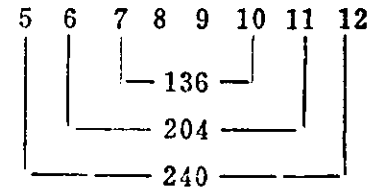
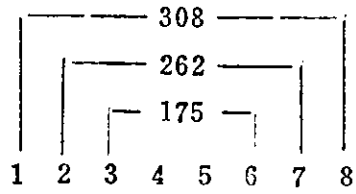
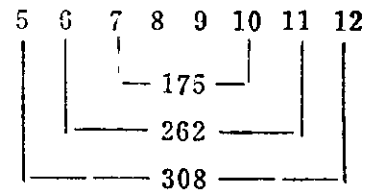
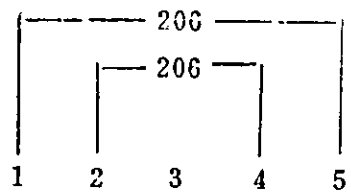
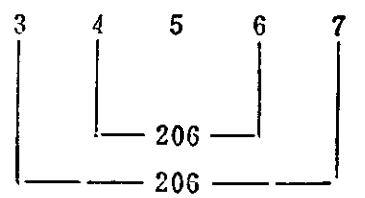
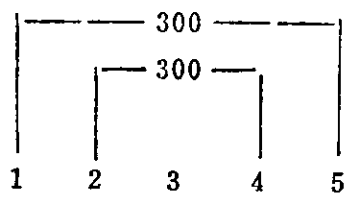
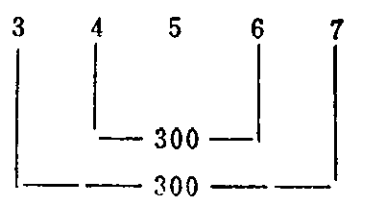
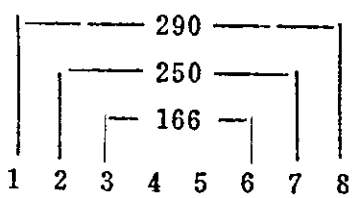
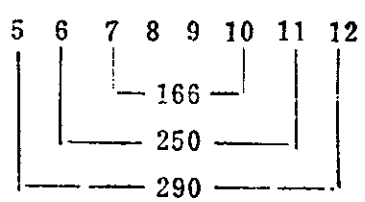
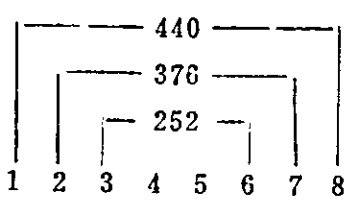
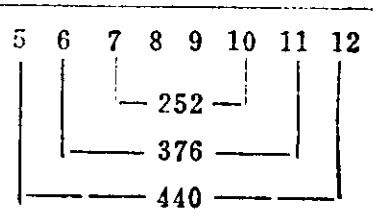
电机型号	主要性能							定子铁心			气隙长度（毫米）
	功率（瓦）	电流（安）	转速（转/分）	功率因数	效率（%）	起动电流（安）	起动转矩倍数	外径（毫米）	内径（毫米）	长度（毫米）	
JX07A—2	90	0.77	2850	0.90	58	3	0.3	94	48	45	0.28
JX07B—2	60	0.58	2850	0.90	53	2	0.3	94	48	36	0.28
JX07A—4	60	0.75	1400	0.82	45	2	0.3	94	48	45	0.23
JX07B—4	40	0.55	1400	0.82	40	1.5	0.3	94	48	36	0.23
JX06A—2	40	0.42	2820	0.90	48	1.5	0.3	84	42	45	0.25
JX06B—2	25	0.29	2820	0.90	42	1.2	0.3	84	42	35	0.25
JX06A—4	25	0.39	1350	0.82	35	1.2	0.3	84	42	45	0.25
JX06B—4	15	0.28	1350	0.82	30	1	0.3	84	42	35	0.25
JX05A—2	15	0.21	2750	0.90	36		0.3	71	36	42	0.25
JX05B—2	8	0.14	2750	0.90	28		0.3	71	36	30	0.25
JX05A—4	8	0.20	1300	0.82	23		0.3	71	36	42	0.25
JX05B—4	4	0.15	1300	0.82	15		0.3	71	36	30	0.25

动机的技术数据

异步电动机技术数据

槽数		电容器容量（微法）	主绕组			副绕组			槽满率（%）	气隙磁密（千高斯）	主绕组电流（安）	副绕组电流（安）
定子	转子		线规	每极匝数	绕组系数	线规	每极匝数	绕组系数				
18	15	10	绕组数据见表—2									
18	15	6										
18	15	8										
18	15	6										
16	10	2	0.27	580	0.828	0.27	580	0.828	87	4.51	0.226	0.198
16	10	1.5	0.23	745	0.828	0.23	745	0.828	85.7	4.51	0.162	0.149
16	10	2.5	0.23	412	0.854	0.23	412	0.854	82.5	5.76	0.447	0.252
16	10	1.5	0.2	600	0.854	0.2	600	0.854	77.2	5.29	0.225	0.157
16	10	1	0.2	706	0.828	0.21	706	0.828	67	5.06	0.197	0.159
16	10	0.75	0.15	1078	0.828	0.15	1078	0.828	53	4.84	0.105	0.073
16	10	1	0.18	570	0.924	0.19	656	0.924	66.4	5.28	0.207	0.115
16	10	1	0.16	800	0.924	0.15	800	0.924	63.2	5.28	0.149	0.112

表-2　　JX系列单相电容运转异步

绕组形式 / 型号	主绕组节距与匝数	副绕组节距与匝数
JX06A—2		
JX06B—2		
JX06A—4		
JX06B—4		
JX05A—2		
JX05B—2		

电动机绕组排列方法

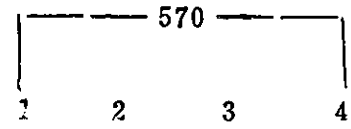
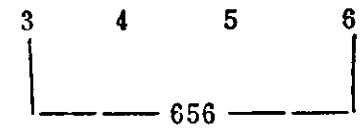
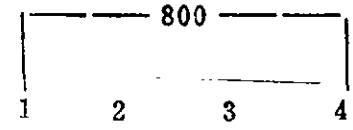
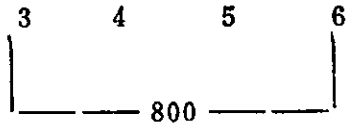
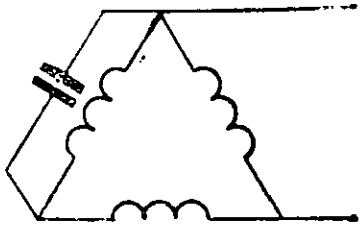
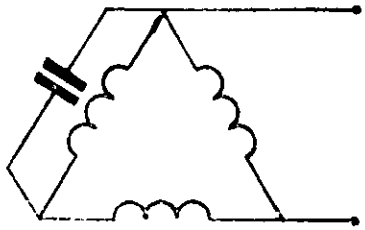
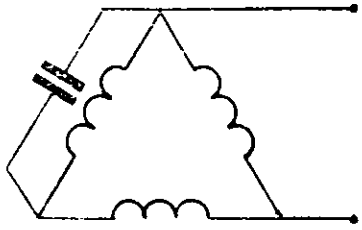
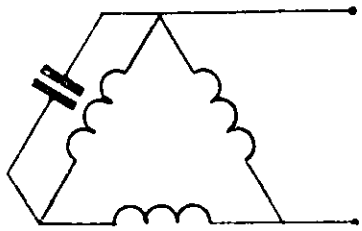
型号 \ 绕组形式	主绕组节距与匝数	副绕组节距与匝数
JX05A—4		
JX05B—4		
JX07A—2		线径：ϕ0.31 每槽线数：300 节距：1—10，2—9。
JX07B—2		线径：ϕ0.27 每槽线数：364 节距：1—10，2—9。
JX07A—4		线径：ϕ0.29 每槽线数：470 节距：1—5，双层。
JX07B—4		线径：ϕ0.27 每槽线数：584 节距：1—5 2—6。

表-3　　JY系列单相电容起动异

电机型号	主要性能							定子铁心			气隙长度（毫米）	槽数	
	功率（瓦）	电流（安）	转速（转/分）	功率因数	效率（%）	起动电流（安）	起动转矩倍数	外径（毫米）	内径（毫米）	长度（毫米）		定子	转子
JY1B—2	400	3.85	2900	0.72	66	21	2	145	75	48	0.35	24	30
JY09A—2	250	2.5	2900	0.72	63	15	2.5	120	60	56	0.3	24	18
JY09B—2	180	1.9	2900	0.72	60	12	2.5	120	60	48	0.3	24	18
JY2A—4	800	7.8	1400	0.68	69	37	2	160	95	88	0.3	36	42
JY2B—4	600	6.0	1400	0.68	67	29	2	160	95	78	0.3	36	42
JY1A—4	400	4.6	1400	0.62	64	21	2	145	85	65	0.3	36	42
JY1B—4	250	3.0	1400	0.62	60	15	2.5	145	85	48	0.3	36	42
JY09A—4	180	2.3	1400	0.62	56	12	2.5	120	71	62	0.25	24	22

注：主、副绕组型式请查阅表—8

步电动机技术数据

主绕组			副绕组			槽满率（%）	电容器容量（微法）	主要电磁负荷			空载电流（安）	副绕组起动电流（安）
线规	每极匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式			气隙磁密（千高斯）	主绕组电密（安/毫米²）	副绕组电密（安/毫米²）		
0.93	232	21	0.9	186	21	84.2	200	6.22	5.69	12.9	2.38	8.2
0.69	248	21	0.69	186	21	83.5	150	6.59	6.6	14.6	1.7	5.45
0.69	302	21	0.64	179	21	86	150	6.32	5.31	10.35	1.36	5.26
1.25	96	17	0.9	60	13	87.3	400	7.20	6.13	25.6	4.65	16.3
1.08	116	17	0.86	72	13	83.5	400	6.70	6.35	27	3.84	15.7
0.93	150	17	0.64	102	13	84.4	200	6.78	6.34	21.1	2.6	6.8
0.8	184	17	0.8	93	13	88	200	7.25	5.88	14.6	2.45	7.36
0.64	174	6	0.59	102	6	73	150	6.85	7.34	20.6	2.2	5.65

电机型号	主要性能							定子铁心			气隙长度（毫米）	槽数	
	功率（瓦）	电流（安）	转速（转/分）	功率因数	效率（%）	起动电流（安）	起动转矩倍数	外径（毫米）	内径（毫米）	长度（毫米）		定子	转子
JZ1B—2	400	3.8	2900	0.72	66	29	1.25	145	75	48	0.35	24	30
JZ09A—2	250	2.5	2900	0.72	63	20	1.25	120	60	56	0.3	24	18
JZ09B—2	180	1.9	2900	0.72	60	15.5	1.40	120	60	48	0.3	24	18
JZ08A—2	120	1.5	2820	0.70	56	12.5	1.60	102	52	60	0.3	18	15
JZ08B—2	90	1.1	2820	0.70	52	10.5	1.60	102	52	46	0.3	18	15
JZ1A—4	400	4.6	1440	0.62	64	29	1.25	145	85	65	0.3	36	42
JZ1B—4	250	2.9	1440	0.62	60	20	1.25	145	85	48	0.3	36	42
JZ09A—4	180	2.3	1440	0.62	56	15.5	1.40	120	71	62	0.25	24	22
JZ09B—4	120	1.7	1440	0.62	50	12.5	1.50	120	71	48	0.25	24	22
JZ08A—4	90	1.5	1440	0.62	44	10.5	1.60	102	58	60	0.25	24	22
JZ08B—4	60	1.1	1440	0.62	38	8	1.60	102	58	46	0.25	24	22

注：主、副绕组型式请查阅表—8

异步电动机技术数据

主绕组			副绕组			槽满率(%)	主要电磁负荷			空载电流(安)	副绕组起动电流(安)
线规	每极匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式		气隙磁密(千高斯)	主绕组电密(安/毫米²)	副绕组电密(安/毫米²)		
0.9	268	21	0.44	133	21	80	5.74	5.69	108	1.43	16.55
0.69	275	21	0.38	160	21	71.5	6.03	6.6	92.4	1.4	10.48
0.67	302	21	0.31	198	21	80.5	6.38	5.3	82.4	1.3	6.22
0.59	370	17	0.33	175	14	69	4.91	5.18	85.2	0.78	7.28
0.53	494	17	0.35	181	14	76	4.81	5.2	90.4	0.57	8.7
0.93	151	17	0.44	74	13	84.5	6.75	6.35	102.1	2.26	15.6
0.8	190	17	0.35	112	13	61	7.16	5.88	81.9	2.08	7.88
0.64	186	6	0.33	122	6	83.2	6.58	7.34	74.5	1.63	6.37
0.55	237	6	0.31	115	6	78.1	6.60	7.35	95	1.3	7.16
0.51	250	6	0.27	134	6	78.8	6.35	7.2	77.6	1.05	4.45
0.44	336	6	0.27	149	6	77.8	6.19	7.6	79.5	0.76	4.55

表-5　　BO系列单相电阻起动

电机型号	主要性能								定子铁心			气隙长度（毫米）
	功率（瓦）	电流（安）	转速（转/分）	功率因数	效率（%）	起动电流（安）	起动转矩倍数	最大转矩倍数	外径（毫米）	内径（毫米）	长度（毫米）	
BO7112	370	3.5	2800	0.74	65	29	1.25	1.8	130	66	62	0.25
BO6332	250	2.5	2800	0.72	63	20	1.3	1.8	102	52	70	0.25
BO6322	180	1.95	2800	0.70	60	15.5	1.5	1.8	102	52	56	0.25
BO6312	120	1.43	2800	0.68	56	12.5	1.6	1.8	102	54	44	0.25
BO5622	90	1.19	2800	0.66	52	10.5	1.7	1.8	90	52	48	0.25
BO5612	60	1.01	2800	0.64	42	8	1.8	1.8	90	48	40	0.25
BO7124	370	4.17	1400	0.64	63	29	1.3	1.8	130	72	80	0.25
BO7114	250	3.05	1400	0.62	60	20	1.4	1.8	130	72	62	0.25
BO6334	180	2.44	1400	0.60	56	15.5	1.6	1.8	102	58	70	0.2
BO6324	120	1.85	1400	0.59	50	12.5	1.7	1.8	102	58	56	0.2
BO6314	90	1.60	1400	0.58	44	10.5	1.8	1.8	102	58	48	0.2
BO5624	60	1.28	1400	0.56	38	8	2.0	1.8	90	52	48	0.2
BO5614	40	1.05	1400	0.54	32	7	2.2	1.8	90	52	40	0.2

注：主、副绕组型式请查阅表—8

异步电动机技术数据

槽数		主绕组			副绕组			槽满率(%)	主要电磁负荷			空载电流(安)	副绕组起动电流(安)
定子	转子	线规	每极匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式		气隙磁密(千高斯)	主绕组电密(安/毫米²)	副绕组电密(安/毫米²)		
24	18	0.74	218	21	0.49	140	21	62.9	5.68	6.5	81	1.75	15.35
24	18	0.62	270	21	0.41	125	21	56	4.93	7.1	106	1.52	14
24	18	0.59	352	22	0.38	174	22	65.8	4.80	5.67	82.2	1.2	9.34
24	18	0.51	379	22	0.38	187 反绕14	21	80.5	5.87	5.55	80	1.16	9.1
24	18	0.47	472	22	0.35	179	22	71.9	4.69	5.32	87.2	0.724	8.38
18	15	0.41	520		0.31	227			4.95	5.2		0.58	
24	22	0.90	126	6	0.41	79	6	74.9	6.35	6.2	92	2.92	12.17
24	22	0.80	161	6	0.41	123	6	76.6	6.36	5.8	61.5	2.37	8.11
24	22	0.67	200	6	0.38	89	6	84.5	5.45	6.2	97	1.92	11
24	22	0.57	248	6	0.33	109	6	76	5.32	6.43	91	1.59	7.77
24	22	0.53	288	6	0.31	128	6	76.6	5.33	6.25	83.5	1.21	6.3
24	22	0.41	318	6	0.29	126	6	74	5.29	8.44	88.5	1.06	5.86
24	22	0.38	374	6	0.27	150	6	76.3	5.34	8.29	81.5	0.94	4.67

表-6　　CO系列单相电容起动

电机型号	主要性能								定子铁心			气隙长度（毫米）
	功率（瓦）	电流（安）	转速（转/分）	功率因数	效率（%）	起动电流（安）	起动转矩倍数	最大转矩倍数	外径（毫米）	内径（毫米）	长度（毫米）	
CO8012	750	6.25	2800	0.78	70	37	2.5	1.8	138	74	70	0.25
CO7122	550	4.84	2800	0.76	68	29	2.5	1.8	130	66	80	0.25
CO7112	370	3.5	2800	0.74	65	21	2.5	1.8	130	66	62	0.25
CO6332	250	2.5	2800	0.72	63	15	3.0	1.8	102	52	70	0.25
CO6322	180	1.95	2800	0.70	60	12	3.0	1.8	102	52	52	0.20
CO8024	750	7.05	1400	0.70	69	37	2.5	1.8	138	84	100	0.25
CO8014	550	5.65	1400	0.67	66	29	2.5	1.8	138	84	80	0.25
CO7124	370	4.17	1400	0.64	63	21	2.5	1.8	130	72	80	0.25
CO7114	250	3.05	1400	0.62	60	15	3.0	1.8	130	72	62	0.25
CO6334	180	2.44	1400	0.60	56	12	3.0	1.8	102	58	70	0.2

注：主、副绕组型式请查阅表—8

异步电动机技术数据

槽数		主绕组			副绕组			槽满率（%）	电容器容量（微法）	主要电磁负荷			空载电流（安）	副绕组起动电流（安）
定子	转子	线规	每极匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式			气隙磁密（千高斯）	主绕组电密（安/毫米²）	副绕组电密（安/毫米²）		
24	18	1—0.67 1—0.69	146	21	0.62	165	21	77.8	200	6.79	7.6	48.7	3.55	14.7
24	18	0.9	159	21	0.62	140	21	69.6	150	6.09	6.4	34.6	2.4	10.47
24	18	0.74	218	21	0.53	224	21	71.1	100	5.54	6.49	30	1.73	6.65
24	18	0.62	270	21	0.49	189	21	61.2	100	4.93	7.1	34.8	1.53	6.57
24	18	0.57	301	21	0.41	273	21	81	75	6.15	6.45	32.8	1.3	4.33
36	34	1—0.72 1—0.80	93	17	0.64	98	13	74.5	200	6.65	6.63	43.2	4.75	14
36	34	2—0.69	116	17	0.57	112	13	75.7	150	6.63	6.15	40.8	4.25	10.5
24	22	0.9	126	6	0.49	131	6	75.8	100	6.34	6.23	41.1	2.88	7.76
24	22	0.8	161	6	0.41	147	6	76.6	100	6.36	5.84	43.6	2.42	5.75
24	22	0.67	200	6	0.41	114	6	84.5	100	5.45	6.2	48.2	1.895	6.36

表-7　　DO系列单相电容运转

电机型号	主要性能								定子铁心			气隙长度（毫米）
	功率（瓦）	电流（安）	转速（转/分）	功率因数	效率（%）	起动电流（安）	起动转矩倍数	最大转矩倍数	外径（毫米）	内径（毫米）	长度（毫米）	
DO6312	180	1.42	2800	0.88	65	7	0.35	1.6	102	54	44	0.25
DO5622	120	1	2800	0.88	62	5	0.35	1.6	90	48	48	0.25
DO5612	90	0.82	2800	0.86	58	3.2	0.35	1.6	90	48	38	0.25
DO5022	60	0.55	2800	0.86	53	2.5	0.5	1.6	80	43	46	0.25
DO5012	40	0.45	2800	0.84	48	2	0.7	1.6	80	43	35	0.25
DO4522	25	0.32	2800	0.84	42	1.5	0.7	1.6	71	38	45	0.2
DO4512	15	0.23	2800	0.82	36	1	0.7	1.6	71	38	45	0.2
DO6324	180	1.67	1400	0.86	57	7	0.35	1.6	102	60	55	0.25
DO6314	120	1.2	1400	0.86	53	5	0.35	1.6	102	60	44	0.25
DO5624	90	0.97	1400	0.84	49	3.2	0.35	1.6	90	52	48	0.2
DO5614	60	0.72	1400	0.84	45	2.5	0.35	1.6	90	52	38	0.2
DO5024	40	0.52	1400	0.82	40	2	0.7	1.6	80	42	44	0.15
DO5014	25	0.35	1400	0.82	35	1.5	0.7	1.6	80	42	34	0.15
DO4524	15	0.28	1400	0.80	30	1	0.7	1.6	71	38	45	0.2
DO4514	8	0.20	1400	0.80	23	0.8	0.7	1.6	71	38	45	0.2

注：1.主、副绕组型式请查阅表—8

2.DO4514及DO4524的副绕组为集中绕组，跨距1—3槽。

异步电动机技术数据

槽数		主绕组			副绕组			槽满率(%)	电容器容量(微法)	主要电磁负荷			空载电流(安)
定子	转子	线规	每极匝数	绕组型式	线规	每极匝数	绕组型式			气隙磁密(千高斯)	主绕组电密(安/毫米²)	副绕组电密(安/毫米²)	
24	18	0.44	341	22	0.33	510	22	74.6	6	6.34	3.44	8.71	1.29
18	12	0.41	400	14	0.27	640	17	84	4	5.38	2.97	9	0.66
18	12	0.33	500	14	0.27	650	17	75.7	4	5.18	3.67	7.47	0.63
24	18	0.29	550	26	0.23	778	25	68.7	2	4.26	6.42	8.46	0.474
24	18	0.25	700	26	0.19	920	25	62.1	2	4.16	6.53	9.65	0.38
12	15	0.25	698	4	0.2	1369	4	81.9	1	4.53	1.19	5.33	0.373
12	15	0.23	823	4	0.19	1258	4	75.7	1	3.91	0.625	4.96	0.249
24	22	0.44	213	6	0.33	355	6	75.8	6	6.48	4.62	9.71	1.73
24	22	0.38	265	6	0.29	460	6	76	4	6.41	5.32	8.05	1.28
24	18	0.31	260	6	0.29	420	6	83	4	6.20	5.8	9.35	1.23
24	18	0.29	350	6	0.27	460	6	84.5	4	5.82	6.65	8.62	0.84
24	18	0.27	373	6	0.2	598	6	88.8	2	6.05	5.83	8.43	0.565
24	18	0.25	504	6	0.18	523	6	87.7	2	5.81	6.11	8.17	0.382
12	15	0.21	523	1	0.17	670		72.5	1	3.87	8.79	5.39	0.388
12	15	0.2	575	1	0.16	650		67.2	1	3.59	7.96	5.94	0.275

表-8　　正弦绕组分布

正弦绕组分布

编号	每极槽数	每极绕						
		1	2	3	4	5	6	7
1	3	50	50	50	50			
2	4	41.4	58.6		58.6	41.4		
3	6	57.7	42.3			42.3	57.7	
4	6	50	36.6	13.4	13.4	36.6	50	
5	6	36.6	63.4				63.4	36.6
6	6	26.8	46.4	26.8		26.8	46.4	26.8
7	8	54.2	45.8					45.8
8	8	41.1	35.1	23.8			23.8	35.1
9	8	35.2	64.8					
10	8	23.5	43.4	33.1				33.1
11	8	19.9	36.8	28	15.3		15.3	28
12	9	34.7	65.3					
13	9	22.7	42.6	34.7				
14	9	18.5	34.7	28.3	18.5			18.5
15	9	52.2	47.8					
16	9	39.5	34.8	25.7				25.7
17	9	34.6	30.6	22.7	12.1		12.1	22.7

和 谐 波 强 度

组 分 布										
8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
54.2										
41.1										
64.8	35.2									
43.4	23.5									
36.8	19.9									
	65.3	34.7								
34.7	42.6	22.7								
28.3	34.7	18.5								
47.8	52.2									
34.8	39.5									
30.6	34.6									

续表

正 弦 绕 组 分 布

编号	每极槽数	基波绕组系数 k_w	谐波					
			3	5	7	9	11	13
1	3	0.75						
2	4	0.828	—0.00014	—0.00008	0.14285	0.11111	—0.00004	—0.00003
3	6	0.856	0.04238	—0.03497	0.02498	—0.01412	—0.09090	—0.07692
4	6	0.775						
5	6	0.915	0.13332	—0.04001	—0.02857	0.04444	0.09090	0.07692
6	6	0.804	0.00000	0.00004	0.00002	0.00000	0.09090	0.07692
7	8	0.912	0.13199	—0.03246	—0.02328	0.01810	0.01475	—0.03046
8	8	0.827	0.01605	—0.01680	0.01434	—0.01115	0.00763	—0.00370
9	8	0.950	0.21036	0.02188	—0.03706	—0.02883	0.00994	0.04854
10	8	0.870	0.06399	—0.03796	0.01118	0.00869	—0.01725	0.01476
11	8	0.796	0.00020	0.00038	—0.00027	—0.00021	0.00017	0.00004
12	9	0.960	0.23370	0.04863	—0.02278	—0.03539	—0.01450	0.01870
13	9	0.893	0.09946	—0.03875	—0.00625	0.01841	—0.00397	—0.01490
14	9	0.820	0.01300	—0.01187	0.01059	—0.00866	0.00674	—0.00456
15	9	0.928	0.16237	—0.01690	—0.03624	0.00000	0.02306	0.00649
16	9	0.856	0.04656	—0.03164	0.01449	0.00000	—0.00922	0.01217
17	9	0.793	—0.00071	—0.00026	—0.00015	0.00000	0.00009	0.00010

和 谐 波 强 度

强度					
15	17	19	21	23	25
0.06666	0.05882	—0.00002	—0.00002	0.04347	0.03999
—0.00847	0.01028	—0.00920	0.00605	0.04347	0.03999
0.02666	—0.01176	—0.01052	0.01904	0.04347	0.03999
0.00000	0.00001	0.00001	0.00000	0.04347	0.03999
—0.06666	—0.05882	—0.02084	0.00772	0.00708	—0.00651
—0.06666	—0.05882	—0.00253	0.00400	—0.00436	0.00401
0.06666	0.05882	0.03321	0.00520	—0.01128	—0.01037
0.06666	0.05882	0.01010	—0.00903	0.00340	0.00313
0.06666	0.05882	0.00003	0.00009	—0.00008	—0.00007
0.04674	0.05882	0.05263	0.03338	0.01057	—0.00638
0.01989	0.05882	0.05263	0.01420	—0.00842	—0.00175
0.00260	0.05882	0.05263	0.00185	—0.00258	0.00296
—0.03247	—0.05882	—0.05263	—0.02519	0.00367	0.01014
—0.00931	—0.05882	—0.05263	—0.00665	0.00687	—0.00405
0.00014	—0.05760	—0.05154	0.00010	0.00005	0.00004

续表

正 弦 绕 组 分 布

编号	每极槽数	每极绕						
		1	2	3	4	5	6	7
18	12	51.8	48.2					
19	12	36.6	34.1	29.3				
20	12	29.9	27.8	24	18.3			
21	12	26.8	25	21.4	16.5	10.3		
22	12	25.9	24.1	20.7	15.9	10.0	3.4	3.4
23	12	34.1	65.9					
24	12	21.4	41.4	37.2				
25	12	16.4	31.8	28.5	23.3			
26	12	14.1	27.3	24.5	20	14.1		
27	12	13.2	25.4	22.8	18.6	13.2	6.8	
28	16	35.1	33.8	31.1				
29	16	27.6	26.5	24.5	21.4			
30	16	23.5	22.6	20.8	18.2	14.9		
31	16	21.1	20.4	18.7	16.4	13.4	10	
32	16	19.9	19.2	17.6	15.4	12.7	9.4	5.8
33	16	20.8	40.8	38.4				
34	16	15.5	30.3	28.5	25.7			

和 谐 波 强 度

组			分		布					
8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18
			48.2	51.8						
		29.3	34.1	36.6						
	18.3	24	27.8	29.9						
10.3	16.5	21.4	25	26.8						
10.0	15.9	20.7	24.1	25.9						
				65.9	34.1					
			37.2	41.4	21.4					
		23.3	28.5	31.8	16.4					
	14.1	20	24.5	27.3	14.1					
6.8	13.2	18.6	22.8	25.4	13.2					
						31.1	33.8	35.1		
					21.4	24.5	26.5	27.6		
				14.9	18.2	20.8	22.6	23.5		
			10	13.4	16.4	18.7	20.4	21.1		
		5.8	9.4	12.7	15.4	17.6	19.2	19.9		
							38.4	40.8	20.8	
						25.7	28.5	30.3	15.5	

续表

正 弦 绕 组 分 布

编号	每极槽数	基波绕组系数 k_w	谐波					
			3	5	7	9	11	13
18	12	0.959	0.23048	0.04724	—0.01936	—0.02863	—0.01107	0.00937
19	12	0.910	0.13053	—0.02869	—0.02047	0.01168	0.00955	—0.00808
20	12	0.855	0.04744	—0.03064	0.01257	0.00120	—0.00706	0.00597
21	12	0.806	0.00569	—0.00535	0.00503	—0.00458	0.00381	—0.00322
22	12	0.783						
23	12	0.978	0.27517	0.10466	0.02490	—0.01420	—0.02748	—0.02325
24	12	0.936	0.18045	—0.00021	—0.03286	—0.00934	0.01323	0.01119
25	12	0.883	0.08462	—0.03744	—0.00005	0.01307	—0.00629	—0.00532
26	12	0.829	0.02075	—0.01723	0.01208	—0.00692	0.00203	0.00172
27	12	0.790	0.00000	0.00011	0.00011	0.00000	0.00011	0.00009
28	16	0.947	0.20442	0.02159	—0.02799	—0.01944	0.00253	0.01219
29	16	0.910	0.13020	—0.02743	—0.01963	0.01016	0.00838	—0.00588
30	16	0.869	0.06577	—0.03425	0.00693	0.00714	—0.00752	0.00090
31	16	0.829	0.02197	—0.01709	0.01145	—0.00615	0.00128	0.00166
32	16	0.798	0.00271	—0.00215	0.00224	—0.00222	0.00181	—0.00183
33	16	0.963	0.24030	0.05975	—0.00996	—0.02612	—0.01563	0.00125
34	16	0.929	0.16712	—0.00813	—0.02951	—0.00294	0.01268	0.00515

和 谐 波 强 度

强			度		
15	17	19	21	23	25
0.01717	0.00797	—0.01243	—0.03292	—0.04347	—0.03999
—0.00700	0.00843	0.00755	—0.01864	—0.04347	—0.03999
—0.00072	—0.00517	0.00806	—0.00677	—0.04347	—0.03999
0.00274	—0.00207	0.00140	—0.00081	—0.04347	—0.03999
—0.00852	0.01025	0.02754	0.03931	0.04347	0.03999
—0.00560	—0.01353	—0.00005	0.02577	0.04347	0.03999
0.00784	—0.00002	—0.00985	0.01208	0.04347	0.03999
—0.00415	0.00497	—0.00453	0.00296	0.04347	0.03999
0.00000	0.00004	0.00003	0.00000	0.04347	0.03999
0.00583	—0.00514	—0.00834	—0.00132	0.00760	0.00783
—0.00514	0.00453	0.00402	—0.00439	—0.00397	0.00549
0.00423	—0.00373	—0.00062	0.00394	—0.00279	—0.00194
—0.00313	0.00276	—0.00114	—0.00067	0.00240	—0.00320
0.00165	—0.00146	0.00125	—0.00094	0.00087	—0.00062
0.01125	0.00993	0.00085	—0.00819	-0.01022	—0.00278
—0.00664	0.00585	0.00352	0.00664	—0.00115	—0.00826

续表

正 弦 绕 组 分 布

编号	每极槽数	每极绕							
		1	2	3	4	5	6	7	8
35	16	12.7	24.9	23.4	21.1	17.9			
36	16	11.1	21.8	20.5	18.5	15.7	12.4		
37	16	10.3	20	18.9	17.2	14.4	11.3	7.9	
38	18	27	26.2	24.6	22.2				
39	18	22.7	22	20.6	18.6	16.1			
40	18	20.1	19.5	18.2	16.5	14.2	11.5		
41	18	18.5	17.9	16.8	15.2	13.2	10.6	7.8	
42	18	17.6	17.1	16	14.5	12.5	10.2	7.5	4.6
43	18	15.2	29.9	28.6	26.3				
44	18	12.3	24.3	23.2	21.3	18.9			
45	18	10.6	20.9	20	18.4	16.4	13.7		
46	18	9.6	18.9	18.1	16.7	14.7	12.4	9.6	
47	18	9.0	17.8	17	15.7	13.8	11.6	9.0	6.1

和 谐 波 强 度

组 分 布

9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
				17.9	21.1	23.4	24.9	12.7		
			12.4	15.7	18.5	20.5	21.8	11.1		
		7.9	11.3	14.4	17.2	18.9	20	10.3		
						22.2	24.6	26.2	27	
					16.1	18.6	20.6	22	22.7	
				11.5	14.2	16.5	18.2	19.5	20.1	
			7.8	10.6	13.2	15.2	16.8	17.9	18.5	
		4.6	7.5	10.2	12.5	14.5	16	17.1	17.6	
							26.3	28.6	29.9	15.2
						18.9	21.3	23.2	24.3	12.3
					13.7	16.4	18.4	20	20.9	10.6
				9.6	12.4	14.7	16.7	18.1	18.9	9.6
			6.1	9.0	11.6	13.8	15.7	17	17.8	9.0

续表

编号	每极槽数	基波绕组系数 k_w	正弦绕组分布 谐波 3	5	7	9	11	13
35	16	0.889	0.09588	—0.03546	—0.00502	0.01324	—0.00209	—0.00656
36	16	0.848	0.04009	—0.02703	0.01271	—0.00134	—0.00453	0.00497
37	16	0.812	0.00921	—0.00830	0.00658	—0.00512	0.00418	—0.00202
38	18	0.927	0.16265	—0.01073	—0.02859	—0.00135	0.01220	0.00358
39	18	0.892	0.09951	—0.03468	—0.00656	0.01304	—0.00098	—0.00671
40	18	0.855	0.04870	—0.02959	0.01132	0.00146	—0.00602	0.00408
41	18	0.821	0.01556	—0.01315	0.00978	—0.00593	0.00278	—0.00026
42	18	0.795	0.00122	—0.00153	0.00163	—0.00158	0.00142	—0.00136
43	18	0.943	0.19581	0.01415	—0.02917	—0.01578	0.00563	0.01124
44	18	0.910	0.13007	—0.02708	—0.01935	0.00977	0.00794	—0.00563
45	18	0.873	0.07116	—0.03544	0.00463	0.00891	—0.00685	—0.00096
46	18	0.837	0.02918	—0.02176	0.01245	—0.00451	—0.00122	0.00367
47	18	0.806	0.00624	—0.00578	0.00484	—0.00440	0.00338	—0.00238

和 谐 波 强 度

强 度

15	17	19	21	23	25
0.00375	0.00331	—0.00449	—0.00109	0.00518	—0.00140
—0.00197	—0.00174	0.00340	—0.00237	—0.00052	0.00356
0.00063	0.00055	—0.00138	0.00219	—0.00200	0.00184
—0.00663	—0.00429	0.00384	0.00473	—0.00202	—0.00537
0.00271	0.00376	—0.00336	—0.00194	0.00379	0.00043
0.00009	—0.00305	0.00273	—0.00006	—0.00231	0.00265
—0.00142	0.00220	—0.00197	0.00101	0.00014	—0.00122
0.00119	—0.00119	0.00106	—0.00085	0.00076	—0.00062
0.00254	—0.00632	—0.00566	0.00182	0.00635	0.00247
—0.00483	0.00401	0.00358	—0.00345	—0.00318	0.00349
0.00470	—0.00226	—0.00203	0.00336	—0.00054	—0.00301
—0.00312	0.00114	0.00102	—0.00223	0.00207	—0.00053
0.00139	—0.00050	—0.00045	0.00099	—0.00134	0.00148